

平成 30 年度（2018 年度） 学位論文（修士）

# CRPA 技術による衛星測位における マルチパス誤差の低減

首都大学東京大学院

システムデザイン研究科 システムデザイン専攻

航空宇宙システム工学域 博士前期課程

学修番号 17891533

氏名 米林健太

指導教員 佐原 宏典 教授

平成 31 年 1 月 25 日



## 摘要

近年、航空交通量が増大を続けており、それに伴って航空管制官の負担が増加するなどの課題が発生している。その対策として、現在の空域による航空管制から、出発から到着までの軌道を最適化する軌道ベース運用への移行が検討されている。軌道ベース運用では、飛行している航空機が自機の現在位置を時間と共に正確に把握し続けることが必要となる。そのため今後の航空機運航においては、GNSS(Global Navigation Satellite System)を利用した航空管制が重要になると考えられる。その一方で GNSS の脆弱性への懸念も高まっている。特にマルチパスなどの干渉波による測位誤差や衛星信号の喪失は、環境や干渉源に大きく依存し対策が難しい。近年は意図的な電波干渉を行うのに必要な機器が安価に手に入るようになったこともあって、航空機が搭載している GNSS の障害報告件数は年々増加を続けている [1]。こういった GNSS の電波障害に対して十分な対策が成されない場合、衛星航法への電波障害が新たな航空機事故の要因になる可能性も懸念される。実際に ICAO(International Civil Aviation Organization)の第 12 回航空委員会(ANC12、2012 年)は、ICAO および加盟国に対して GNSS の脆弱性への対策を求めており、脆弱性対策は世界的な課題となっている。本研究では GNSS アンテナとして CRPA(Controlled Reception Pattern Antennas)を採用することでアンテナ受信パターンを制御し、適切な GNSS 信号だけを選択的に受信する。そうすることで電波障害環境下でも高精度かつ高信頼な測位を実現する、という脆弱性対策手法の有効性を検証する。本研究ではマルチパス環境下で CRPA を使用することによって、マルチパスの影響を低減させ、測位精度を向上させることが可能であるのかを実験によって確認する。先行研究では、アレーアンテナを使用した GNSS の精度向上はヌル(信号を受信しない部分)を制御することで、不要波を受信しないという方法が用いられる [2]。本研究では、アレーアンテナのメインビーム(信号を最も強く受信する部分)を衛星に向けることで、他の方向から飛来する不要波を抑制する手法を採用した。加えて、CRPA を使用する際に必要となる各アンテナ素子間のハードウェアバイアス(アンテナ、RF(Radio Frequency)フロントエンド、ケーブルがそれぞれ固有に持っている遅延)の較正手法に関する検証も行った。その結果、短時間の測距で高い精度を持つハードウェアバイアス較正法と、アンテナ受信パターンを衛星に向ける方式でもマルチパスによって発生する誤差の影響をほぼ削減し、マルチパスの無い環境下で取得したデータと同等以上の測距精度が実現できることを示した。



## 目次

## 内容

摘要.....	2
第1章 はじめに.....	6
1.1 研究背景.....	6
1.2 研究目的.....	7
1.3 論文構成.....	8
第2章 GNSS の概要.....	9
2.1 GPS 衛星 .....	9
2.2 QZSS 衛星 .....	9
2.3 GPS 信号 .....	10
2.4 QZSS 信号 .....	11
2.5 測位の原理 .....	11
2.5.1 疑似距離を用いた方法 .....	11
2.5.2 搬送波位相を用いた方法.....	18
2.5.3 GNSS におけるマルチパス .....	19
2.6 ユーザーセグメント.....	20
2.6.1 GNSS ハードウェア受信機 .....	20
2.6.2 GNSS ソフトウェア受信機 .....	21
第3章 アレーアンテナの概要.....	22
3.1 アレーアンテナの原理.....	22
3.2 実験装置の構成.....	25
3.3 実験での指向性操作手法 .....	25
第4章 アレーアンテナ使用時に必要となるハードウェアバイアス較正に関する実験... 29	
4.1 ハードウェアバイアスの概要.....	29
4.2 ハードウェアバイアスの推定方法 .....	29
4.2.1 アレーアンテナのハードウェアバイアス推定実験概要 .....	29
4.2.2 アレーアンテナのハードウェアバイアス推定実験結果 .....	30
4.3 ハードウェアバイアスの時間変化の性質 .....	31
4.3.1 ハードウェアバイアスの時間変化確認実験概要 .....	31
4.3.2 ハードウェアバイアスの時間変化確認実験結果 .....	32
4.4 ハードウェアバイアス較正実験 .....	34
4.4.1 アレーアンテナを用いたハードウェアバイアス較正実験概要 .....	34

4.4.2 アレーアンテナを用いたハードウェアバイアス校正実験結果 .....	36
<b>第5章 CRPA 技術によるマルチパス誤差低減実験</b> .....	40
5.1 CRPA 技術を用いたマルチパスによって発生する誤差の低減実験概要 .....	40
5.2 CRPA 技術を用いたマルチパスによって発生する誤差の低減実験結果 .....	48
5.3 平滑化疑似距離（キャリアスムージング）を利用した性能評価 .....	53
<b>第6章 アレーアンテナのパラメータ変更がマルチパス誤差低減能力に与える影響</b> .....	58
6.1 アレーアンテナパラメータ変更実験概要 .....	58
6.2 アレーアンテナパラメータ変更実験結果 .....	61
<b>第7章 結論</b> .....	63
7.1 研究成果のまとめ .....	63
7.1.1 搬送波位相によるハードウェアバイアス校正実験の評価 .....	63
7.1.2 CRPA 技術によるマルチパスによって発生する誤差の低減実験の評価 .....	63
7.2 今後の課題 .....	64
<b>参考文献</b> .....	65
<b>謝辞</b> .....	66
<b>付録</b> .....	67
3 素子アンテナのハードウェアバイアス校正実験 .....	67

## 第1章 はじめに

### 1.1 研究背景

近年、航空交通量が増大を続けており、それに伴って航空管制官の負担が増加するなどの課題が発生している。その対策として、現在の空域による航空管制から、出発から到着までの軌道を最適化する軌道ベース運用への移行が検討されている。軌道ベース運用では、飛行している航空機が自機の現在位置を時間と共に正確に把握し続けることが必要となる。そのため今後の航空機運航においては、GNSS(Global Navigation Satellite System)を利用した航空管制が重要になっていくと考えられる。その一方でGNSSの脆弱性への懸念も高まっている。特に図1.1に示すマルチパスなどの干渉波によって発生する測位誤差や衛星信号の喪失は、環境や干渉源に大きく依存し対策が難しい。さらに近年は意図的な電波干渉を行うのに必要な機器が安価に手に入るようになったこともあって、航空機が搭載しているGNSSの障害報告件数は年々増加を続けている(図1.2)。

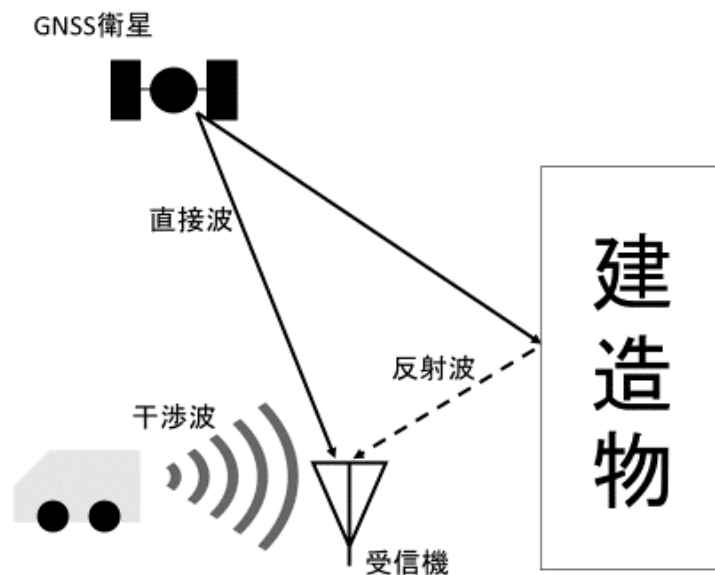


図 1.1 マルチパスをはじめとする干渉波による電波障害のイメージ図

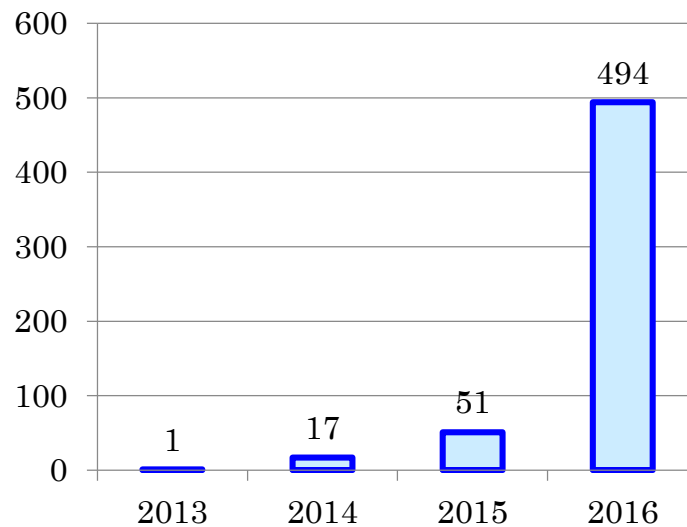


図 1.2 欧州空域における GNSS 障害報告件数 [1]

こういった GNSS の電波障害に対して十分な対策が成されない場合、衛星航法への電波障害が新たな航空機事故の要因になる可能性も懸念されている。実際に ICAO( International Civil Aviation Organization)の第 12 回航空委員会(ANC12、2012 年)は、ICAO および加盟国に対して GNSS の脆弱性への対策を求めており、脆弱性対策は世界的な課題となっている。

## 1.2 研究目的

本研究は CRPA(Controlled Reception Pattern Antennas)技術が GNSS の脆弱性対策手法として有効であるか検証することを目的とする。CRPA 技術を利用して GNSS アンテナの受信パターンを制御し、適切な GNSS 信号だけを選択的に受信することで、電波障害環境下でも高精度かつ高信頼な測位を実現することを目指す。そのため本研究では、マルチパス環境下で CRPA 技術を使用し、マルチパスに起因する疑似距離誤差が低減することを実験によって確認する。次に本研究と先行研究との差異について説明をする。

先行研究にも CRPA 技術を使用することで、不要波の影響を低下させる研究は存在する。しかし、先行研究はヌルステアリングと呼ばれる信号を受信しない部分を操作し、不要波を受信しないようにするという方式を採用している [2]。しかし、ヌルステアリング方式は不要波の排除を優先して信号の合成を行うため、受信する衛星信号の位相にずれが発生してしまう。この影響によって、搬送波を用いた精密測位を行う際に、誤差が発生してしまうという問題がある。本研究ではこの問題への対策としてヌルステアリングではなく、アレーアンテナのメインビームを衛星の方向へ向けるビームフォーミング方式を採用して実験を行う。(ヌルステアリング方式：干渉波をヌルに入れるひとつのアンテナ受信パターンを作成し、信号を受信する方式、ビームフォーミング方式：衛星毎にアンテナ受信パターンを作成して信号を受信する方式)



また先行研究では CRPA を使用する際に必要となる各アンテナ素子間のハードウェアバイアス（アンテナ、RF(Radio Frequency)フロントエンド、ケーブルがそれぞれ固有に持っている遅延）の較正に、電波暗室を使用する [2]、衛星の動きを利用してより正確な較正を行うため長時間の測位が必要となる [3]など、非常に手間や時間が必要となっていた。そこで、本実験では、搬送波位相を用いることでハードウェアバイアスの較正を簡略化する実験を行い、簡略化の影響を確認した。

他に、先行研究 [2] [3]では行っていなかった、ハードウェアバイアスの時間変化に関する検証、平滑化疑似距離を利用したアンテナ性能評価、アンテナのパラメータ（アンテナ素子数、アンテナ間距離）を変更することによるマルチパスに起因する誤差の低減能力の変化に関する評価を行った。

### 1.3 論文構成

本論文は全 7 章から構成されている。第 1 章では研究の背景、目的を述べた。第 2 章では GNSS の概要について述べ、GNSS の中でも代表的な GPS(Global Positioning System) と QZSS(Quasi-Zenith Satellite System)について詳しく紹介した。第 3 章では CRPA 技術を使用するのに必要となるアレーアンテナの概要について述べた。第 4 章ではハードウェアバイアス較正実験を行った。第 5 章ではアレーアンテナを用いてマルチパス環境でデータを取得し、CRPA 技術によるマルチパスによって発生する誤差の低減についての検証と、平滑化疑似距離の評価を行った。さらに第 6 章ではパラメータ(素子数、アンテナ素子間距離)の異なるアレーアンテナを用いてマルチパスによって発生する誤差の低減実験を行い、アレーアンテナのパラメータがマルチパスによって発生する誤差の低減に与える影響について確認した。最後に第 7 章では行った研究結果について考察し、今後の課題についてまとめた。

## 第2章 GNSS の概要

### 2.1 GPS 衛星

GPS システムはスペースセグメント、コントロールセグメント、ユーザーセグメントの3つの部分から構成されている（図 2.1）。

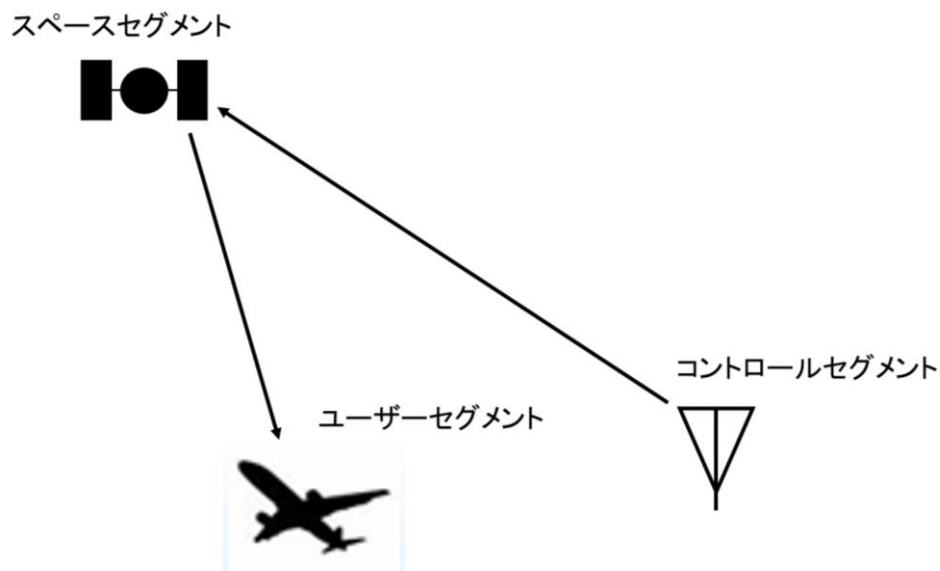


図 2.1 GPS システムの構成図

スペースセグメントは6つの軌道面 A~F にそれぞれ4個以上の衛星があり、2019年1月現在では30個程度の衛星が稼働している。各衛星は高度 20,183km を 11 時間 58 分で周回しており、地球の自転を考慮すると 23 時間 56 分で元の場所に戻る。

コントロールセグメントは地上にあり、衛星の運行を管制するとともに、世界に5か所あるモニタ局（ハワイ、アセンション島、ディエゴ・ガルシア、クワジャレン、コロラド・スプリングス）で衛星の動きを観測し、コロラド・スプリングスにあるマスタ・コントロール局に観測データを送っている。そして集められたデータから軌道や時刻のパラメータが計算され衛星に送信される。それらのデータは航法メッセージとして放送されユーザーセグメントに届く。

ユーザーセグメントは利用者がそれぞれ用いる GPS 受信機を意味する。受信機は放送された情報から衛星との疑似距離を求めることで位置を推定することができる。用途によって精度が異なり、地殻変動の測量等に用いられる受信機は補正情報を活用することにより、ミリ単位の精度を出せる。

### 2.2 QZSS 衛星

QZSS とは準天頂衛星のことであり、日本が開発し運用している衛星測位システムである。2010年に打ち上げられた初号機に加えて2017年には3機が打ち上げられ、2018年11

月 1 日より 4 機体制での運用が開始された。QZSS は日本を含んだアジア・オセアニア地域をサービスエリアとし、GPS 衛星を補完することが期待されている。現在は準天頂軌道に配置された 3 衛星と静止軌道の 1 衛星でスペースセグメントを構成している。また、宇宙基本計画では 2023 年度をめどに 7 機体制に拡充するとされている [4]。

## 2.3 GPS 信号

それぞれの GPS 衛星は L1、L2、L5 と呼ばれる L バンドの搬送波を利用して連続的に電波を送り続けている。搬送波とは低周波の信号を伝送する際に用いられる高周波の信号波である。低周波の信号をそのまま送受信するには大型のアンテナが必要となる等問題が多い(効率よく信号を受信するには半波長程度の大きさのアンテナが必要となる。例として、1[MHz]の信号を効率よく受信するには約 150m のアンテナが必要となる)。そのため高周波の搬送波を変調することで、送信したい信号を搬送波に乗せ、送信する。GPS は、後述する C/A コードという測位に使われる信号が 1.023[MHz]であり、衛星から送信するには適さない周波数であり、効率よく受信できるアンテナを用意することが難しい等の理由から搬送波が使われる。GPS の搬送波のそれぞれの周波数は  $f_{L1}=1575.42[\text{MHz}]$   $f_{L2}=1337.60[\text{MHz}]$   $f_{L5}=1176.45[\text{MHz}]$  となっている。GPS 衛星はすべての衛星が同じ周波数で信号を送っているため通常の通信方式では混信が発生してしまい、各衛星の信号を分離して受信することが非常に困難である。そのため先ほど述べた C/A コードという '1' と '0' が 1023 個続いている信号による、スペクトラム拡散変調方式が採用されている。これは衛星が C/A コードで変調させて送った信号を GPS 受信機で受け取り、受信機の C/A コード生成回路が出力した C/A コード(レプリカと呼ばれる)との相関値をモニタする。この相関値が高くなったとき、そのレプリカと受信した信号が同一のパターンだと解る。これによって全ての衛星が同じ周波数帯を使用しているにもかかわらず、衛星を判別できる。

C/A コードが受信できれば衛星と受信機との距離は求められるが、肝心の衛星の場所が分からなければ測位は不可能である。それらの情報を送っているのが航法メッセージである。内訳は衛星時計の補正情報、自分自身の精密軌道情報(エフェメリスと呼ばれる)、全衛星の概略軌道情報(アルマナックと呼ばれる)、となっている。送信レートは 50bps であり、全ての航法メッセージを送信するのに必要な時間は 12.5 分となっている。しかし測位に欠かすことができない衛星時計の補正情報と、エフェメリスは 30 秒ごとに繰り返し送信されている。

GPS が開発された当初の設計思想では、上述の C/A コードによる測距、測位を目的として設計されていた。しかし 1980 年代に入ると C/A コードを送信するために使用されていた搬送波を利用した GPS の測位精度改善技術の開発が始められた。現在では多くの受信機が搬送波位相を活用した測位方法を利用している。本研究でも、アレーアンテナのハードウェアバイアス誤差改善に搬送波位相を利用している。

## 2.4 QZSS 信号

QZSS は GPS と同じ L1、L2、L5 信号の他に L6 周波数帯( $f_{L6}=1278.75[\text{MHz}]$ )の搬送波を用いてセンチメートル級測位補強情報を送信している。これは CLAS(Centimeter Level Augmentation System)と呼ばれるもので、これを利用することにより基準局を必要としない高精度測位を実現することが出来る。日本国内をサービス範囲としている CLAS は、日本国内に設置されている電子基準点網(GEONET)の GNSS 観測データを用いて、誤差を修正する情報を送信している。

## 2.5 測位の原理

GPS から発せられる信号を用いて受信機と衛星間の距離を求める方法は 2 種類ある。1 つは疑似距離を用いる方法であり、もう 1 つは搬送波位相を用いる方法である。順番に概要を述べる。

### 2.5.1 疑似距離を用いた方法

まず衛星と受信機との距離 $r$ は地球固定座標系における衛星座標( $X_s, Y_s, Z_s$ )と、観測点座標( $x, y, z$ )を使用して次のように表される。

$$r = \sqrt{(X_s - x)^2 + (Y_s - y)^2 + (Z_s - z)^2} \quad (2.1)$$

そしてこの式から観測点座標を求めるために距離を求める必要がある。求め方は衛星から送信された信号が受信機に到達するまでの時間に真空中での光速を乗じて求める。こうして求めた距離は幾らかの誤差が含まれており、正確な距離を表していないため疑似距離と呼ばれている。この衛星から送信された信号が受信機に到達するまでの時間を求めるために使用されるのが C/A コードである。次に、C/A コードとは何かについて詳しく説明する。C/A コードとは図 2.2 に示すような 1 と 0 の連続したデジタル信号パターンである。

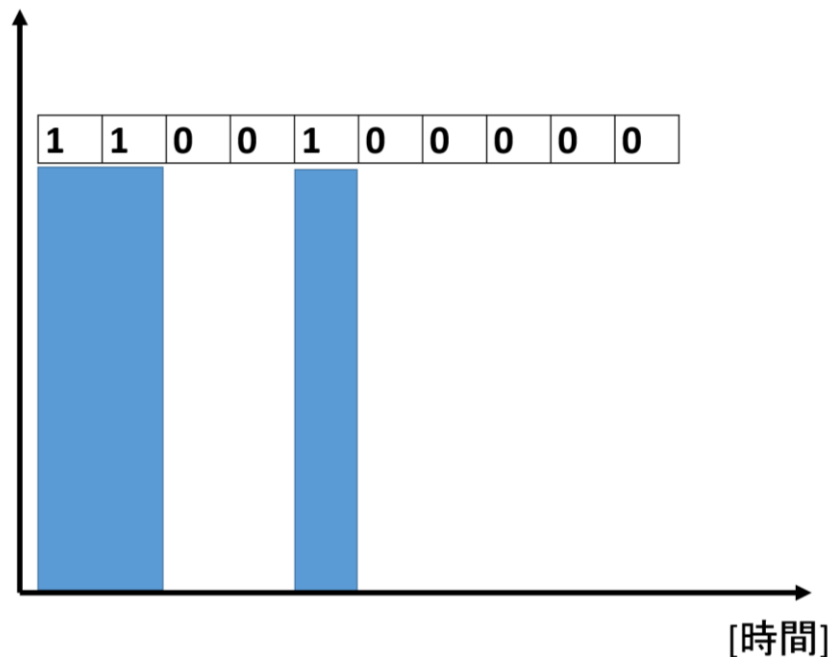


図 2.2 とある C/A コードの最初の 10chips

GPS の C/A コードはこの 1 と 0 のパターンが 1023 個続いており、それが終わると再び先頭に戻って繰り返される。この最小単位の 1 や 0 を「chip」と呼ぶ。GPS 衛星の L1 信号はこの C/A コードという疑似ランダム符号で位相変調(BPSK: Bi Phase Shift Keying)をかけられている。これを復調するためには、変調したときと同一の C/A コードを受信機で生成し、もう一度 BPSK 変調をする必要がある。受信した信号がどの衛星から送られた信号であるのか、またどのタイミングで送られた信号であるのかを判断するために、受信機で作成した C/A コードとの相関を取る必要がある。ここいう相関を取るとは、次に定める相関値を求めることを指す。2 つのコードを 1chip ごとに比較し、2 つの入力が一致した場合は相関値を 1 加算し、異なっていた場合は 1 減算するという処理である。具体的な例を次に示す。まず同一の C/A コードで chip をずらしながら相関を取った場合の例を見る。横軸を chip のずれ量とし、縦軸を相関値としたグラフは図 2.3 のようになる。

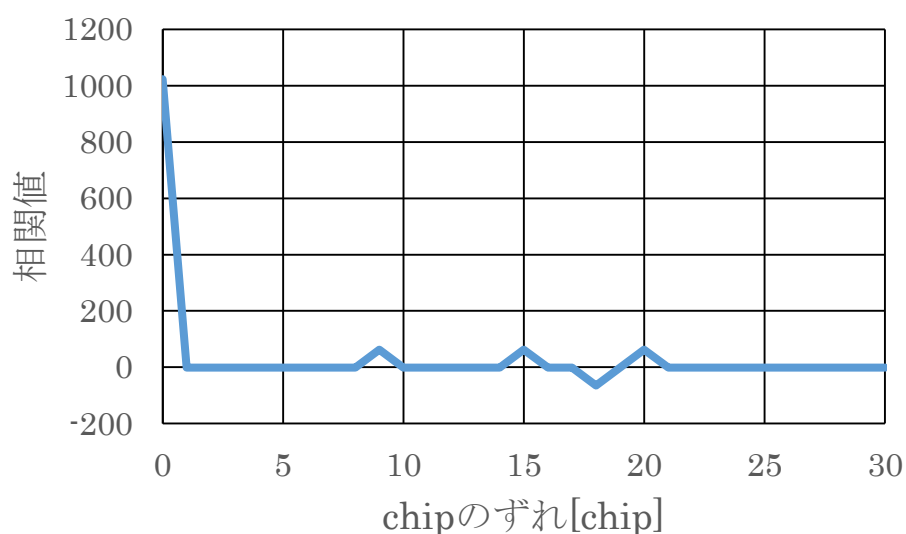


図 2.3 同一 C/A コードの相関値グラフ

同一の C/A コードで相関を取った場合、chip のずれが無ければ相関値が大きいことが分かる。また、同一の信号であっても 1chip ずれただけで相関値が低くなるということもこのグラフから分かる。次に別々の C/A コードについて chip をずらして相関を取った場合のグラフを図 2.4 に示す。図 2.3 と同様に横軸を chip のずれ量とし、縦軸にそのときの相関値をプロットした。

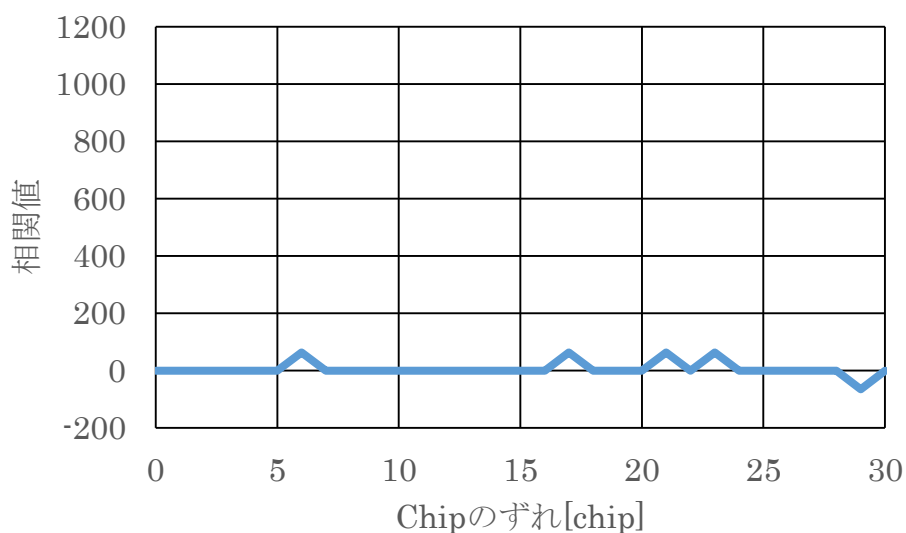


図 2.4 別々の C/A コードの相関値グラフ

別々の C/A コード同士で相関を取った場合は相関値が総じて低いことが分かる。これらから C/A コードは同一のコードでないと相関値が増加しないことと、同一の C/A コードで相関を取った場合であっても、chip のずれがある場合は相関値が増加しないことが分かる。

GPS 衛星は衛星毎に固有の C/A コードを持っており、そのために全ての GPS 衛星が同じ周波数の信号を使用していても混信せずに利用することが出来る。

次に C/A コードを利用した衛星から送信された信号が受信機に到達するまでの時間の求める方法を説明する。図 2.3 から分かるように、C/A コードは 1chip のずれで相関値が低くなるという特性を持っており、この特性を利用して受信信号に対して受信機で作成するレプリカ信号の発生タイミングを決定する。これは **Code Tracking** と呼ばれ、次のような方法で行われる。

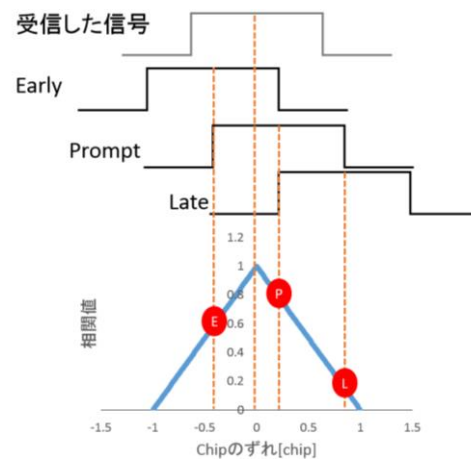


図 2.5 レプリカ信号の発生タイミングが遅い Code Tracking

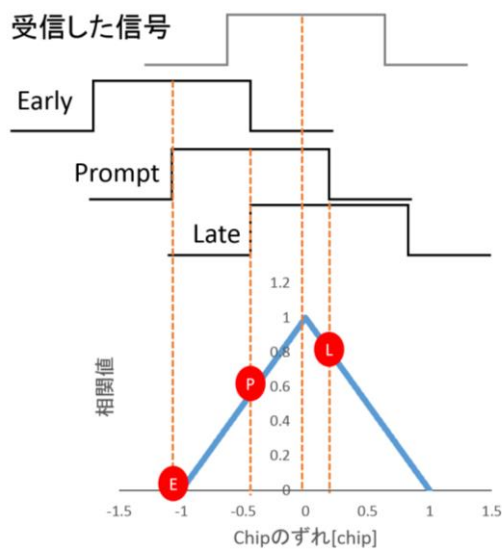


図 2.6 レプリカ信号の発生タイミングが早い Code Tracking

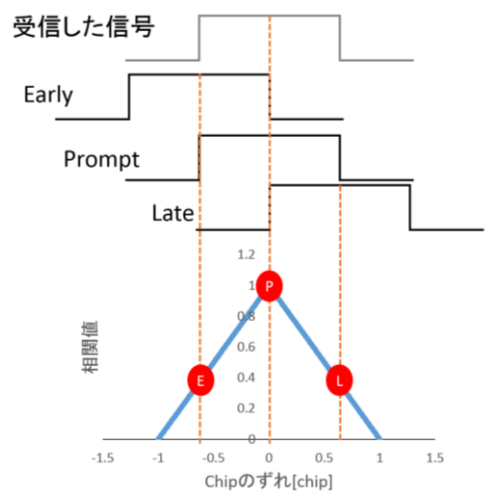


図 2.7 レプリカ信号の発生タイミングが正確な Code Tracking



受信した信号に対して、受信機では **prompt** レプリカとその前後に一定間隔ずらした **Early** レプリカおよび **Late** レプリカを生成し、受信信号との相関を計算する。**Early** レプリカと **Late** レプリカにおける相関値の差 (**E-L** 値) が 0 でない場合はそれが 0 になるように、受信コードとレプリカの遅延時間を調整する。図 2.5 の場合はレプリカ信号を早めさせる調整を行い、図 2.6 では遅らせるように調整する。そして、図 2.7 のように **E-L** 値が 0 になるようにレプリカ信号の遅延を調節すると **prompt** レプリカとの相関値が頂点となる。これ以後は **E-L** が常に 0 になるようにレプリカ信号が制御され、**prompt** レプリカが受信コードとして扱われる。

これによって、衛星から信号が送信された時間と受信機が信号を受信した時間の差を求めることができ、疑似距離を求めることが出来る。この方式で正確な距離を求めるためには正確な時計が必要不可欠である。しかし時計というものはどんなに高性能ものであっても誤差は発生してしまう。GPS 衛星の時計は米国海軍天文台 (USNO: United States Naval Observatory) が提供している協定世界時に同期しているが、受信機の時計はそういったことは行っていないため、受信機の時計誤差 $\Delta t$ が発生しているものとして考える必要がある。この時計誤差も未知数として扱うため未知数は観測点座標と合わせて 4 つとなる。つまり疑似距離による衛星測位は 4 つの衛星を観測することができれば 4 つの式をつくることができるため、観測点の位置を割り出すことが可能となる。以下にそれを示す。先に示した方法で求めた疑似距離には、電離圏や対流圏での遅延等様々な誤差要素が式に入る。

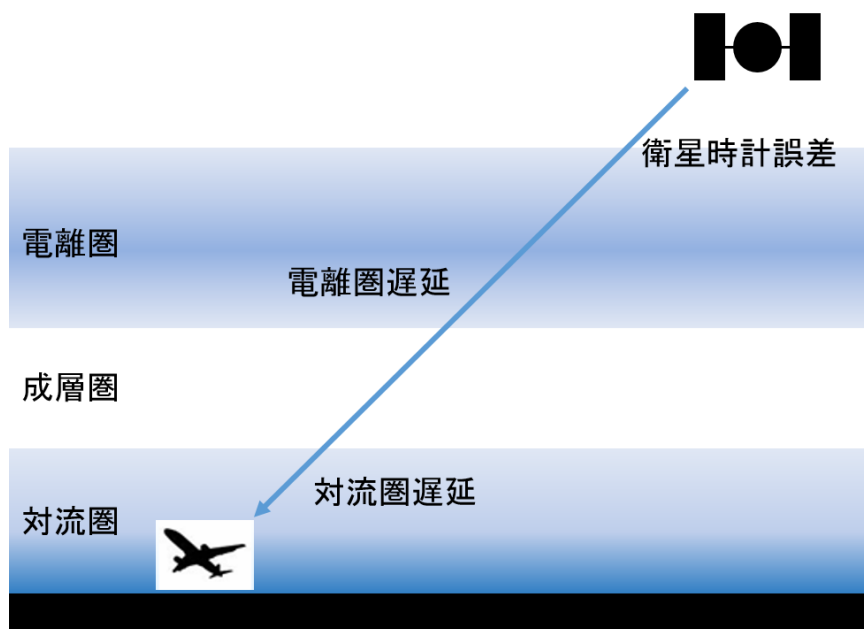


図 2.8 GNSS 測位の誤差要因 [5]

表 2.1 誤差要因の種類と影響の大きさ [6]

誤差の種類	誤差の大きさ
衛星時計誤差	～2m (rms)
電離圏遅延	2～10m
対流圏遅延	2.3～2.5m
受信機雑音	C/A コード : 0.25～5m (rms)
	搬送波 : 1～2mm (rms)

代表的な誤差を図 2.8 に示し、上述したマルチパス以外の誤差要因が発生させる誤差の大きさを表 2.1 に示す。また、電離圏と対流圏の間に位置している成層圏は電波に誤差を発生させる要因がほぼ無いため、誤差を発生させないものとして考える。

これからそれぞれの要素を示す。疑似距離は $\rho$ とする。なおここで上付 $i$ は衛星番号を、下付 $j$ は受信機番号を示している。

$$\rho_j^i = c(t - t_{sv}) \quad (2.2)$$

式(2.2)で $t$ は受信機の時計での受信時刻、 $t_{sv}$ は衛星時計の送信時刻である。これらはそれぞれに誤差を含んでいるため、共通の時刻系である GPS タイム( $T, T_{sv}$ )を使用すると式(2.2)は次のように変形される。

$$\rho_j^i = c(T - T_{sv}) + c(t - T) - c(t_{sv} - T_{sv}) \quad (2.3)$$

式(2.3)の右辺第一項は正確な電波が伝搬した距離と等しいため、慣性空間における衛星と受信機の幾何学的距離  $R$  と表せる。第二項は受信機誤差、第三項は衛星時計誤差なのでそれぞれ  $b, b_{sv}$  と書き直す。さらに衛星と受信機のハードウェアバイアス  $L^i$  と  $l_j$  を加え、最後に電離圏と対流圏の影響を表す  $d_{iono}$ 、 $d_{trop}$  も加えると式(2.3)は次のようになる。

$$\rho_j^i = R + L^i + l_j + d_{iono} + d_{trop} + b - b_{sv} \quad (2.4)$$

ここまでは慣性空間で考えられていたが、GPS で通常利用される座標系は、図 2.9 に示される WGS-84(World Geodetic System 1984)という地球固定座標系であるため変換する必要がある。

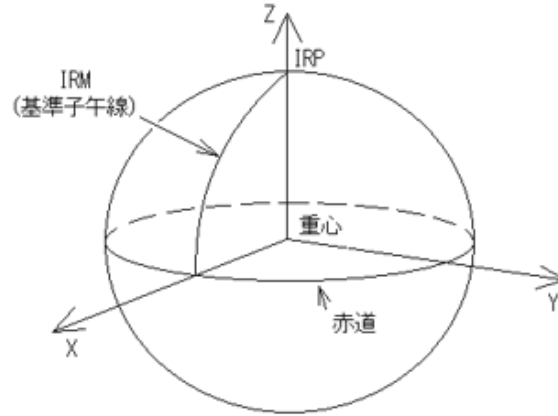


図 2.9 WGS-84 座標系の定義 [7]

すると受信機と衛星の幾何学的距離である  $R$  は式(2.1)で表された  $r$  と、サニャック効果と呼ばれる特殊相対性理論による影響  $d_{sag}$  で表すことができる。加えてマルチパスによる影響や受信機のノイズなどを総合して観測ノイズ  $\varepsilon_\rho$  と表す。すると疑似距離  $\rho$  は次の式(2.5)のようになる。

$$\rho_j^i = r_j^i + L^i + l_j + d_{sag} + d_{iono} + d_{trop} + b - b_{sv} + \varepsilon_\rho \quad (2.5)$$

ハードウェアバイアスは温度等環境条件に依存するが、安定した条件下では一定であると考えられる。また受信機のハードウェアバイアスはクロックバイアスとの区別が難しく通常は同一に扱われる。式(2.1)と式(2.5)を計算によって補正することが可能な誤差を補正すると、未知数は先に述べたように受信機の位置  $(x, y, z)$ 、と受信機の時計誤差  $b$  の 4 つとなる。

### 2.5.2 搬送波位相を用いた方法

搬送波位相を用いた方法の測位も疑似距離を用いた方法と同様に受信機と衛星の間の距離を求めることで測位を行う。搬送波位相を用いた方式は、受信機が受信した搬送波の波形の数を数えることによって受信機と衛星の間の距離を測る方法である。しかし、搬送波の波形数を正確に数えることはほぼ不可能であるため、その波形数の整数部分を整数の未知数である整数アンビギュイティとし、計算で求める必要がある。なお、搬送波位相は波形のずれから距離の端数（波長の端数であるので、L1 波の場合は 0～19.029cm 間の値）は正確に求めることができる。

以上を踏まえて、搬送波位相によって求められる受信機と衛星間の距離を式(2.6)に示す。単位はサイクル（波数）である。

$$\varphi(t) = f(t - t_{sv}) + N \quad (2.6)$$

この式にある文字の意味は次のようになっている。

$t$ :受信機の受信時刻、 $t_{sv}$ :衛星時計の送信時刻、 $f$ :搬送波周波数、 $N$ :整数アンビギュイティ

この波数を表した式(2.6)の両辺に $\lambda$ を乗ずることで単位を距離にすることができる。 $\lambda\varphi(t)$ を $\Phi$ と表記し、式を書き直す。文字の下についている $j$ は受信機番号、上についている $i$ は衛星番号を示す。

$$\begin{aligned}\Phi_j^i &= c(t - t_{sv}) + \lambda N \\ &= r_j^i + L^i + d_{sag} - d_{iono} + d_{trop} + l_j + b - b_{sv} + \varepsilon_\phi^i + \lambda N^i\end{aligned}\quad (2.7)$$

式(2.7)の $\varepsilon_\phi$ は観測ノイズである。電離圏遅延量である $d_{iono}$ の符号が疑似距離の時と反対になっているのは電離圏では群速度(複数の波が重ねあわされた時にその全体が移動する速度)と位相速度の変化は逆になるためである。今4つの衛星を観測していると仮定すると、この式の中のアンビギュイティは衛星ごとに異なるため未知数は時計誤差、観測点座標、4つのアンビギュイティで8つとなり特殊な解法(フロート解、フィックス解)が必要となる。

また、より正確な測位のためにより誤差を減らす必要がある場合は、一重差を取るという手法がとられる。同一の衛星を観測した2つの受信機の疑似距離や搬送波の差を取るという方法である。搬送波で式にすると次のようになる(受信機同士は十分に近くにあると仮定する)。

$$\begin{aligned}\Delta\Phi_j^i &= \Phi_2^i - \Phi_1^i \\ &= \Delta r_j^i + \Delta b + \Delta l + \lambda N^i + \Delta\varepsilon^i\end{aligned}\quad (2.8)$$

式(2.7)と式(2.8)と比べると観測ノイズや電離圏遅延、衛星時計誤差が消えていることが分かる。一重差とはこのように互いに共通して発生する衛星時計誤差や伝搬遅延をキャンセルするための手法である。さらに別の衛星でも一重差をとり、一重差同士の差分を取ることによって受信機の時計誤差もキャンセルできる。

### 2.5.3 GNSS におけるマルチパス

次にマルチパスについて説明をする。マルチパスとは日本語で多重波伝播と呼ばれる現象で、信号が空間を伝播する際に2つ以上の経路を通過してしまう現象のことを指す。2.5.1項、2.5.2項で述べたように、GNSSの測位は受信機と衛星間の距離を求めて行う。そのため、信号が反射の影響で複数の経路を通ると、混信によって測位精度が低下するといった問題が発生する。これらを避けるためにGNSS測位では直接波を受信することが重要となる。

このマルチパスの具体的な例としては、ビルが立ち並ぶ道路を移動する際に、カーナビやスマートフォンの位置情報が間違っ表示されるといった現象を挙げることが出来る。これはビルによって信号波が反射することによって発生する現象である。また、要求される精度によっては、地面からのマルチパスに注意を払う事も必要となる。その場合は、アンテナの下部にグランドプレーン（電波を遮蔽出来る導体の平面版）を設置することによって、地面からのマルチパスを遮蔽出来る。

本稿の目的の一つが直接波の方向へアンテナの受信パターンを向けることによって、反射波に対する受信強度を下げ、発生する誤差を低減させることである。第 5 章で詳細を述べる。

## 2.6 ユーザーセグメント

ユーザーが利用する受信機にはいくつかの種類がある。ここではハードウェア受信機とソフトウェア受信機の違いに着目してそれらの紹介をする。詳細は文献 [8]を参照すること。

### 2.6.1 GNSS ハードウェア受信機



図 2.10 GNSS 受信機(型番 : 01-580300-01)

市販されている通常の GNSS 受信機（図 2.10）は 2.5.1 項や 2.5.2 項に示されている処理をすべて内部で行い、測位情報を出力する。基本的に組み込まれた機器は機能がカスタム化されているため柔軟性に乏しい(図 2.11)。

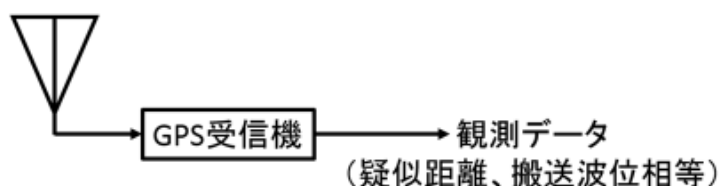


図 2.11 通常の受信機

### 2.6.2 GNSS ソフトウェア受信機

ソフトウェア受信機は受信機の機能がハードウェアからソフトウェアへと置き換えられた受信機である。ソフトウェア受信機はプログラムを変更することで、同一の機器で様々な動作が可能であり、柔軟性が高いものとなっている。今回は図 2.12 のように通常の受信機では内部に組み込まれているノイズの除去や信号の増幅、周波数を低下させる処理、アナログ信号をデジタル信号へ変換するといった処理を行う FE と、その周波数が低下した信号である中間データを処理して観測データを出力する受信機部分が分離したソフトウェア受信機を使用した。

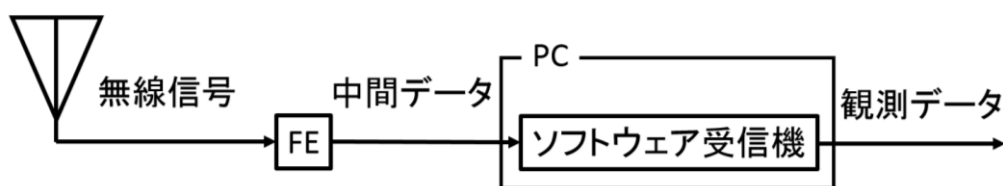


図 2.12 ソフトウェア受信機

## 第3章 アレーアンテナの概要

### 3.1 アレーアンテナの原理

アレーアンテナの素子の配列方法には様々な配置方法があるが、ここでは基本原理が理解しやすいように  $N$  素子のリニア(直線)アレーを考える。

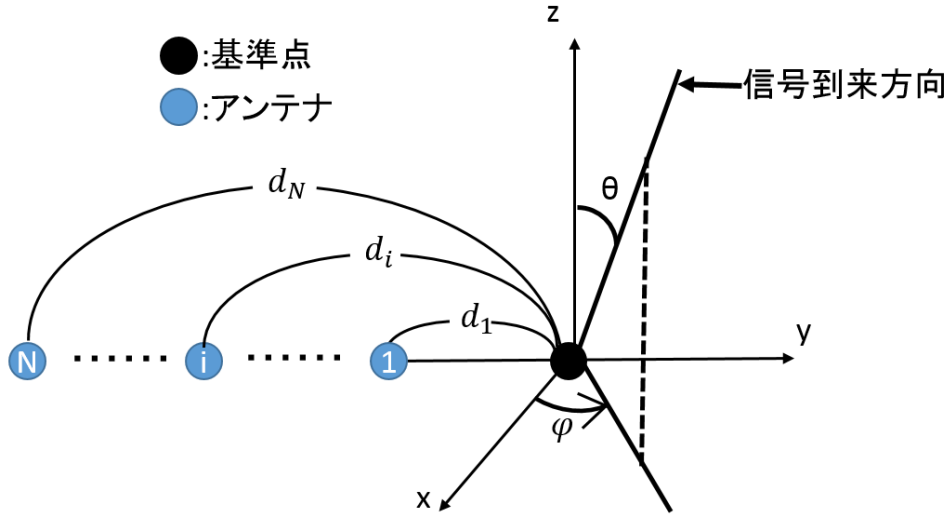


図 3.1  $N$  素子リニアアレーアンテナ

図 3.1 のように天頂角  $\theta$ 、方位角  $\varphi$  の方向から信号波が到来したと考える。アンテナ基線上にある基準点で信号を受信すると仮定し、その受信した信号の式を  $E_0(t)$  とする。各アンテナ素子の受信特性に差異が無いとすると、 $i$  番目の素子が受信する信号は次式で与えられる。

$$E_i(t) = E_0(t - \tau_i) \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (3.1)$$

ここで  $\tau_i$  は経路差によって基準点に対して発生する遅延であり、信号がアレー開口長  $|d_N - d_1|$  に対して十分に遠方から到来する場合は次のようになる。

$$\tau_i = \frac{d_i \sin \theta \sin \varphi}{c} \quad (3.2)$$

ここで  $c$  は電波の伝搬速度、 $d_i$  は基準点から測った  $i$  番目の素子の位置である。ここで信号がアレー開口長に対して十分に狭帯域である場合、すなわち

$$2\pi\Delta f \frac{|d_N - d_1|}{c} \ll 1 \quad (3.3)$$

( $\Delta f$ : 受信信号の帯域幅)

を満たす場合、 $f$ を搬送波周波数、 $j$ を虚数単位として、

$$E_0(t - \tau_i) \cong E_0(t) \exp(-j2\pi f \tau_i) \quad (3.4)$$

とすることが出来る。このとき式(3.1)の第 $i$ 素子の受信信号は

$$\begin{aligned} E_i(t) &= E_0(t) \exp(-j2\pi f \tau_i) \\ &= E_0(t) \exp\left(-j2\pi f \frac{d_i \sin \theta \sin \varphi}{c}\right) \\ &= E_0(t) \exp\left(-j2\pi \frac{d_i \sin \theta \sin \varphi}{\lambda}\right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

となる。ここで $\lambda$ は搬送波の波長である。

前段では、ある方向から信号が到来した場合を考察した。しかし、一般的には様々な方向から信号を受信している。これらの信号に対して、指定方向の信号を強め、あるいは、指定方向以外の信号を弱め、排除するのがアレーアンテナを使用する目的である。これを実現するために各素子で受信した信号の位相をずらし、合成する処理が必要となる。本稿では、図3.1を例にして信号を強める原理に着目し理解を図る。各素子で受信する信号 $E_i(t, \theta, \varphi) = E_i(t)$ は基準点での受信信号に対して、式(3.2)の遅延 $\tau_i$ が発生していた。この遅延時間により発生する信号の位相遅れを補償するため、次式のように遅延時間分の位相を進める。

$$E_i(t, \theta, \varphi) \exp\left(j2\pi \frac{d_i \sin \theta \sin \varphi}{\lambda}\right), \quad (i = 1, 2, \dots, N). \quad (3.6)$$

位相遅れを補償したこれらの信号を合成することで、合成した信号

$$\begin{aligned} &E_{\text{sum}}(t, \theta, \varphi) \\ &= \sum_{i=1}^N E_i(t, \theta, \varphi) \exp\left(j2\pi \frac{d_i \sin \theta \sin \varphi}{\lambda}\right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

を得る。このとき、式(3.5)を式(3.7)の $E_i(t, \theta, \varphi)$ に代入すれば



$$E_i(t, \theta, \varphi) = NE_0(t) \quad (3.8)$$

となり、 $(\theta, \varphi)$ 方向の信号の位相の大きさが揃えられ信号が強まったのが分かる。天頂角 $\theta$ に対する式(3.7)の絶対値の大きさの分布を図 3.2 に示す。その最大値周辺をメインローブ、その周りにある極大値をサイドローブ、ローブの間にあるゼロ点をヌルと呼ぶ。ここでは例示として、衛星がアンテナ基線直上に存在する場合の、6 素子半波長間隔リニアアレーアンテナの受信パターンを示す。ここでは指向性に向ける方向を $(\theta, \varphi) = (-30[\text{deg}], 90[\text{deg}])$ とした。アレーアンテナはこのメインローブで正常な信号を受信し、マルチパス等の干渉波をヌルに入れるか、サイドローブで受信することによって、正常な信号の利得を高め、干渉波の影響を低減させる。この利用例は図 3.3 に示す。

式(3.7)の $d_i \sin \theta \sin \varphi$ は到来方向 $(\theta', \varphi')$ の信号にとって、N 素子リニアアレーアンテナの基準点と*i*番目のアンテナ素子の経路差に等しい。これを一般化するために各素子と基準点の位相差を $\delta_{i0} = 2\pi d_i \sin \theta' \sin \varphi' / \lambda$ とすると式(3.7)は

$$E_{\text{sum}}(t) = \sum_{i=1}^N E_i(t) \exp(j\delta_{i0}) \quad (3.9)$$

となる。アレーアンテナがどのような形状であれ、式(3.9)の $\delta_{i0}$ に基準点と各素子間の幾何学的な信号到来距離から発生する位相差を入れることで、様々なアンテナ素子配置と衛星の方位に対応することが出来る。

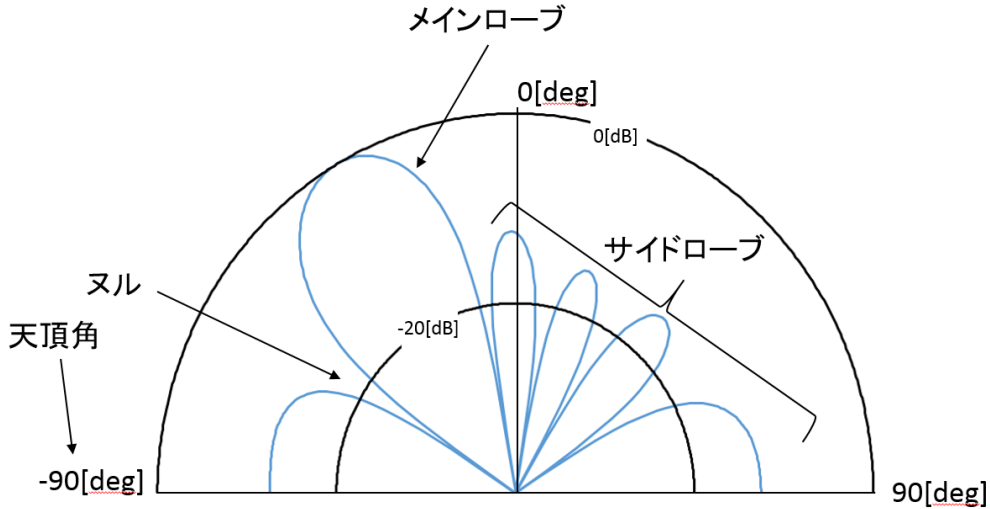


図 3.2 6 素子半波長リニアアレーアンテナのアンテナ受信パターン [9]

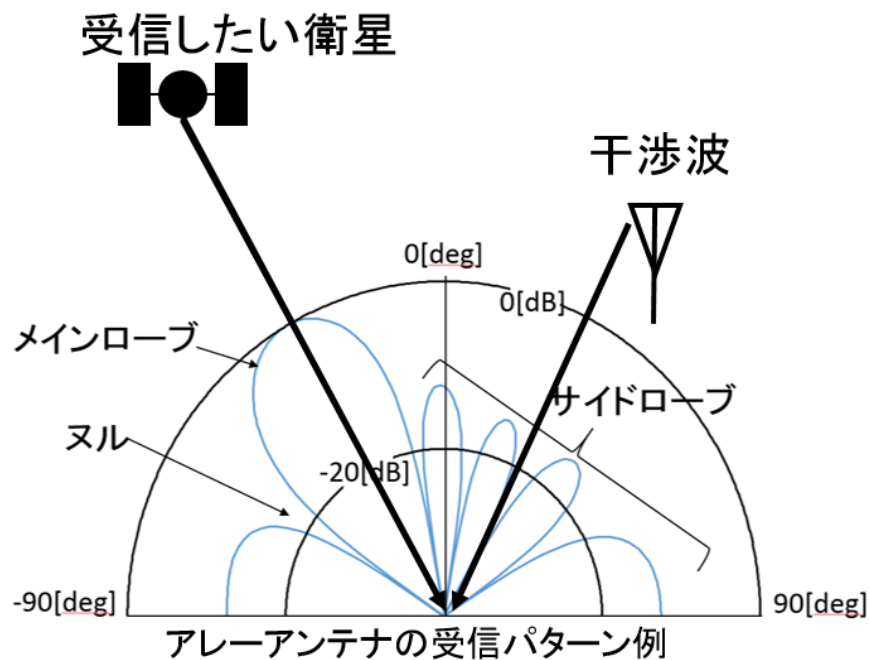


図 3.3 アレーアンテナの利用例

### 3.2 実験装置の構成

先に示した手法でアレーアンテナの受信パターンを制御するためには、複数のアンテナを同期させながら受信した信号が必要となる。そのため、この図 3.4 のように、ソフトウェア受信機を複数個用意し、FE のクロックを同期させながらデータを取得、そのデータを合成処理することによって、アレーアンテナとして使用する。

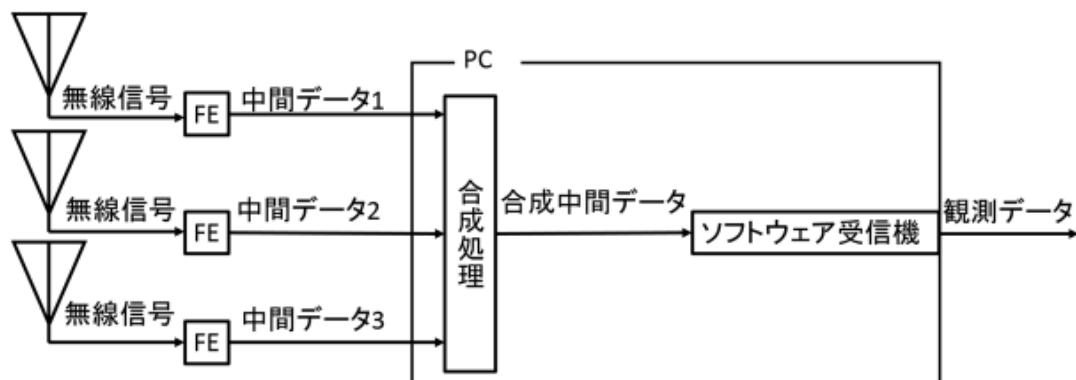


図 3.4 ソフトウェア受信機を組み合わせたアレーアンテナ

### 3.3 実験での指向性操作手法

本実験では 7 素子アレーアンテナ(図 3.5)を使用した。ただし、使用できる FE に限りがあったため、5 つのアンテナ素子のみを使用している。各アンテナ素子で取得した信号を、中間データとして個別に記録し、後で合成処理することで指向性を付与する。中間データは

離散化された I/Q データ(極座標上に信号ベクトルを表記し、直交する I 軸と Q 軸に投影したものを記録したデータ)となっているため、次に示す方法で合成処理をする。



図 3.5 7 素子アレーアンテナ (基準アンテナ素子と他アンテナ素子間距離 9.5cm)

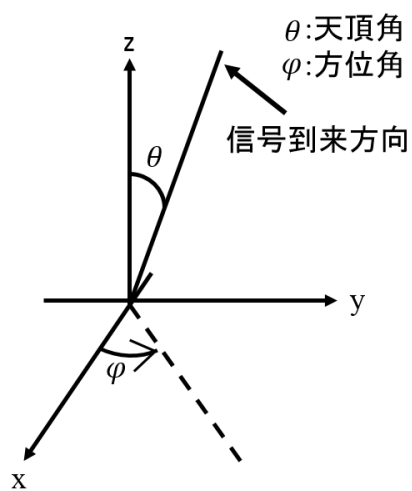


図 3.6 アレーアンテナの座標系 [10]

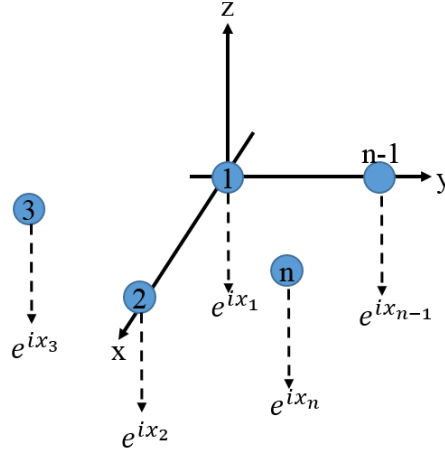


図 3.7 アレーアンテナの各素子が受信する信号

アンテナ素子 1 を基準点とし、ここに他アンテナ素子の位相を揃える。信号到来方向の方位角、天頂角の取り方は図 3.6 に示す。 $i$  番目のアンテナ素子の基準点からの距離と、アンテナ素子が位置している方位角は  $\Delta d_i$ 、 $\alpha_i$  とし、各アンテナ素子が受信する信号は  $e^{jx_1}, e^{jx_2}, \dots, e^{jx_i}, \dots, e^{jx_n}$  とする (図 3.7)。これは IQ データであるので次の式(3.10)のように記述出来る。

$$e^{jx_i} = I_i + jQ_i \quad (3.10)$$

そして、アンテナ素子 1 を基準とした他アンテナ素子の位相差をそれぞれ  $\delta_{21}, \delta_{31}, \dots, \delta_{i1}, \dots, \delta_{n1}$  とする。 $\delta_{i1}$  は x 軸方向を北(方位角 0 度)とすると次のように求められる。

$$\delta_{i1} = \frac{2\pi \Delta d_i \cos(\varphi - \alpha_i) \sin \theta}{\lambda} \quad (3.11)$$

式(3.9)と(3.11)を利用して  $i$  番目のアンテナ素子の位相を基準点に位相を揃える式は、次のようになる [11]。

$$e^{jx_i} \times e^{+j\delta_{i1}} \quad (3.12)$$

式(3.12)はオイラーの公式より次のように直すことが出来る。

$$\begin{aligned} & (I_i + jQ_i)(\cos \delta_{i1} + j \sin \delta_{i1}) \\ &= (I_i \cos \delta_{i1} - Q_i \sin \delta_{i1}) + j(Q_i \cos \delta_{i1} + I_i \sin \delta_{i1}) \end{aligned} \quad (3.13)$$

式(3.13)の実部と虚部を、基準アンテナ素子としたアンテナ素子 1 の実部と虚部と合成することで、新たな IQ データを作成する。

$$I' = I_1 + \sum_{i=2}^n (I_i \cos \delta_{i1} - Q_i \sin \delta_{i1}) \quad (3.14)$$

$$Q' = Q_1 + \sum_{i=2}^n (Q_i \cos \delta_{i1} + I_i \sin \delta_{i1}) \quad (3.15)$$

このように合成することで、任意の方向に位置する衛星にメインビームを向け、信号を強めることが出来る。

## 第 4 章 アレーアンテナ使用時に必要となるハードウェアバイアス

### 較正に関する実験

#### 4.1 ハードウェアバイアスの概要

3 章で述べた信号の合成によるアレーアンテナの受信パターン制御は、アレーアンテナを構成する各アンテナ素子が同一タイミングで、受信した信号がずれることなく中間データに変換されているという仮定に基づいたものである。しかし、実際には各アンテナ素子が受信した信号を AD 変換器によってデジタル信号に変換するまでには、アンテナ素子、ケーブル、RF フロントエンド(AD 変換器に至るまでのアナログ部分)を経由しており、この間に発生した信号の遅延は各アンテナ素子で同一にはならず、信号は受信のタイミングがずれた状態になっている。この「受信機のハードウェアに起因する信号遅延」の、アンテナ素子ごとの個体差をハードウェアバイアスと呼ぶことにする。

アレーアンテナの各素子にハードウェアバイアスが存在する場合、3 章で述べた信号合成処理を行っても意図したアンテナ受信パターンは得られない。従ってアレーアンテナを利用するにはハードウェアバイアスの較正が必要不可欠となる。以降にハードウェアバイアスの取得方法とその較正方法を示す。

#### 4.2 ハードウェアバイアスの推定方法

##### 4.2.1 アレーアンテナのハードウェアバイアス推定実験概要

本稿では、搬送波位相を用いて計測された受信機と衛星間の距離を利用することで、アレーアンテナ・システムのハードウェアバイアスを求めた。はじめに、ハードウェアバイアス以外の要因によって信号遅延が発生しない環境で、アレーアンテナを使用して信号を受信する。その後それぞれのアンテナ素子が受信した信号を別々に処理し各アンテナ素子の観測データを得る、その後各アンテナ素子と衛星間の距離の差を、搬送波位相を利用して求め、最後に各アンテナ素子と衛星の間の距離の差を計算によって求める。衛星の位置データは衛星から送信されているため、基準アンテナ素子であるアンテナ素子 1 と他のアンテナ素子との位置関係から幾何学的距離の差を求めることが出来る。搬送波位相の距離分解能は 2mm ほどなので、幾何学的な距離の差と搬送波位相を利用することでハードウェアバイアスを求められる [3]。

$$\varphi_i - \varphi_1 - L_{i1} = b_{i1} \quad (i = 2,3,4,5) \quad (4.1)$$

ここで基準アンテナ素子と他のアンテナ素子が受信した搬送波位相をそれぞれ  $\varphi_1$ ,  $\varphi_i$  とする。 $L_{i1}$  と  $b_{i1}$  はそれぞれ幾何学的距離の差とハードウェアバイアスとなっている。この方法でアレーアンテナの各アンテナ素子のハードウェアバイアスを求める。

#### 4.2.2 アレーアンテナのハードウェアバイアス推定実験結果

実験で求めたアンテナ素子 1 を基準とした各アンテナ素子のハードウェアバイアスを、  
図 4.1 から図 4.4 に示す。

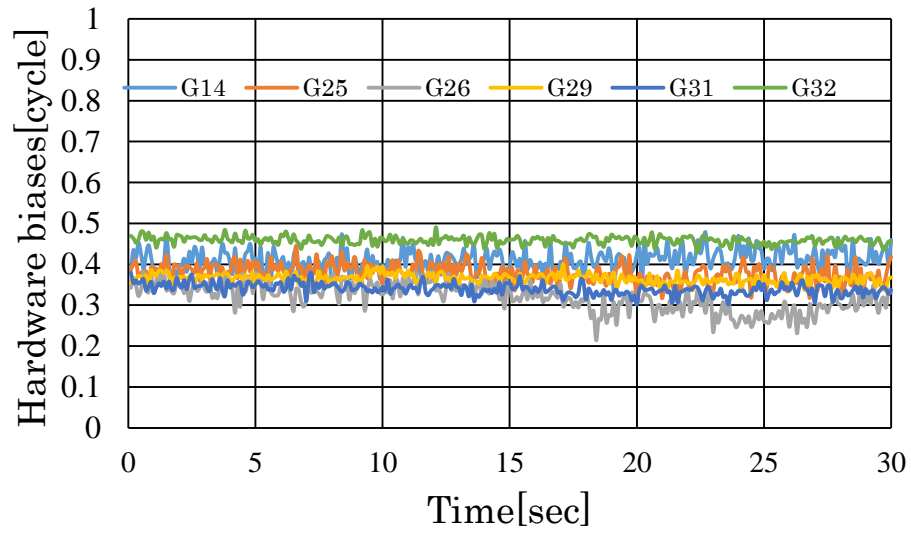


図 4.1 アンテナ素子 1 を基準としたアンテナ素子 2 のハードウェアバイアス

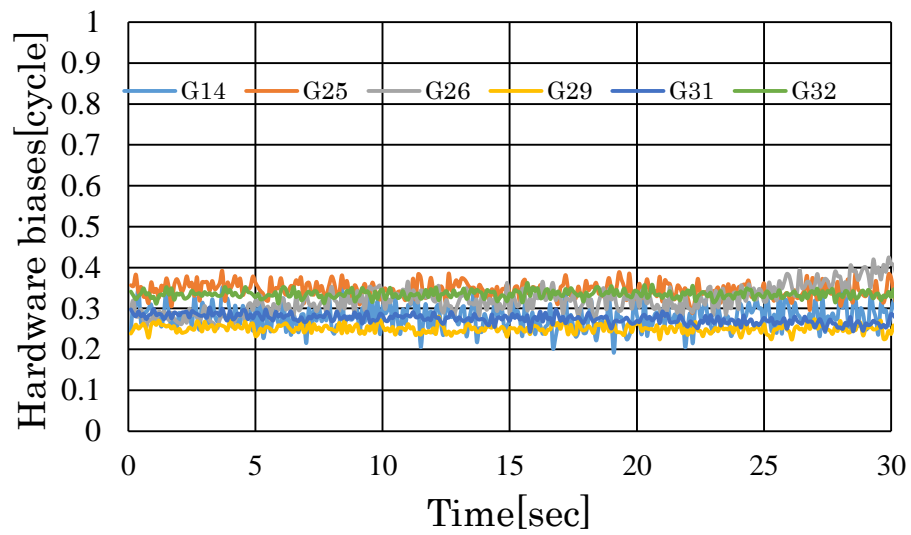


図 4.2 アンテナ素子 1 を基準としたアンテナ素子 3 のハードウェアバイアス

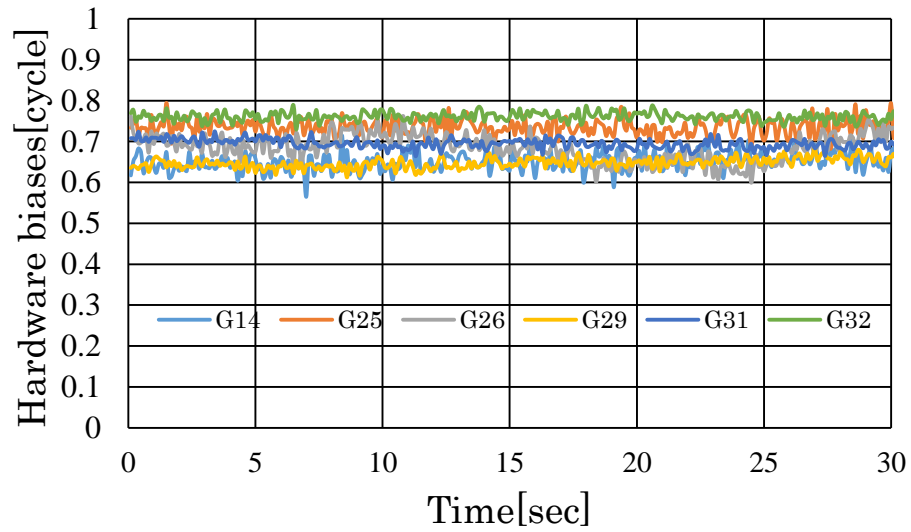


図 4.3 アンテナ素子 1 を基準としたアンテナ素子 4 のハードウェアバイアス

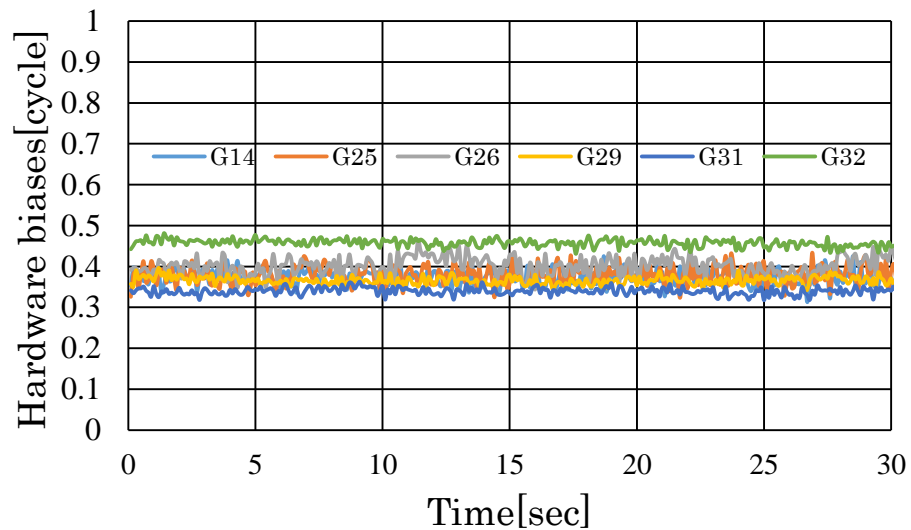


図 4.4 アンテナ素子 1 を基準としたアンテナ素子 5 のハードウェアバイアス

搬送波位相による距離の測定では整数アンビギュイティという未知数があり、整数部分が無意味であるため、小数点以下の数字を抜き出してグラフにしている。今回は 6 衛星でハードウェアバイアスを求め、その平均値をハードウェアバイアスとして較正に利用する。

### 4.3 ハードウェアバイアスの時間変化の性質

#### 4.3.1 ハードウェアバイアスの時間変化確認実験概要

4.2 節の実験ではハードウェアバイアスは全てのアンテナ素子で安定していた。しかし実際にアレーアンテナが使用される時間は、この実験を行った 30 秒よりも長いいため、時間変



化によってハードウェアバイアスが変化してしまう懸念が残っている。そこで、次にハードウェアバイアスの時間変化を確認する。同一の機器を使用し、2時間連続してデータを取得する。そのデータの受信開始部分、2,200 秒経過した部分、4,400 秒経過した部分、6,600 秒経過した部分のデータを使用し、同様の方法でハードウェアバイアスを求めることで、ハードウェアバイアスの時間変化を確認する。

#### 4.3.2 ハードウェアバイアスの時間変化確認実験結果

求めたハードウェアバイアスの時間変化のグラフを図 4.5 から図 4.8 に示す。

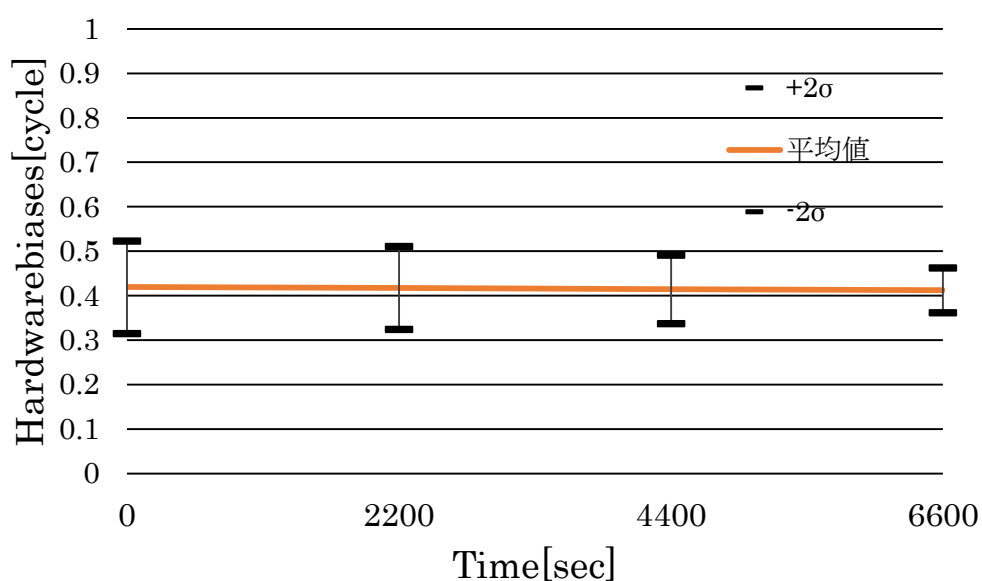


図 4.5 アンテナ素子 2 のハードウェアバイアスの時間変化

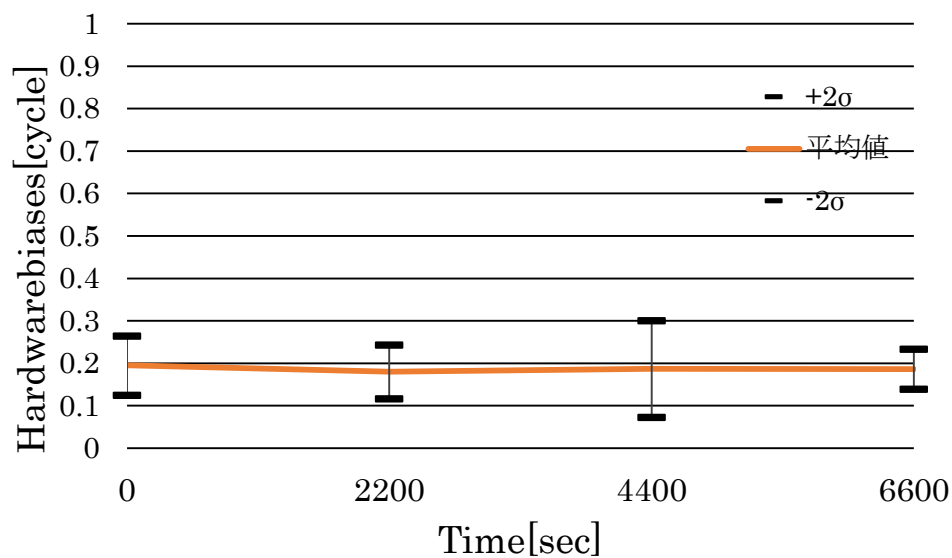


図 4.6 アンテナ素子 3 のハードウェアバイアスの時間変化

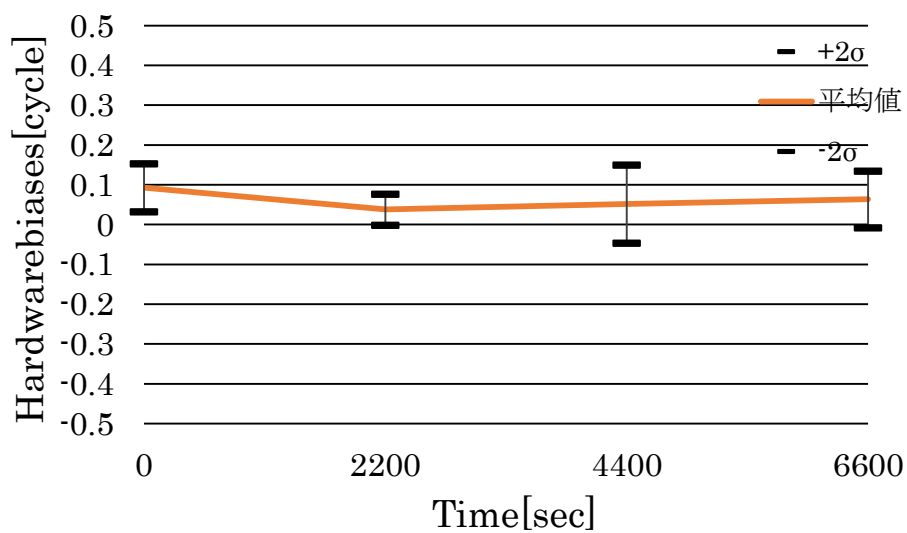


図 4.7 アンテナ素子 4 のハードウェアバイアスの変化

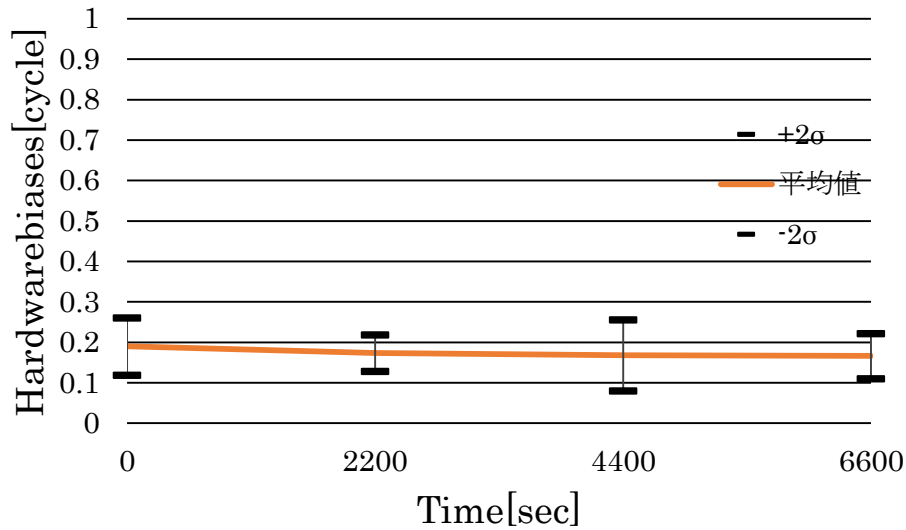


図 4.8 アンテナ素子 5 のハードウェアバイアスの時間変化

これらのグラフから各アンテナ素子のハードウェアバイアスはほぼ時間変化をしていないことが分かる。ノイズなどに由来して発生していると考えられるわずかな変化も $\pm 2\sigma$ の範囲に収まっている。(図 4.7 の 0 秒と 2,200 秒のデータは、0 秒の平均値が 2,200 秒の $\pm 2\sigma$ に収まっていないが、 $\pm 3\sigma$ には収まっており、問題は無いと考えられる) これらの結果から、2 時間程度の実験であれば、ハードウェアバイアスは一定であると考えることが出来る。

## 4.4 ハードウェアバイアス較正実験

### 4.4.1 アレーアンテナを用いたハードウェアバイアス較正実験概要

次に、4.2 節のようにして求められたハードウェアバイアスを用いて、ハードウェアバイアスを較正する実験を行い、先に示した搬送波位相によるハードウェアバイアス較正法の妥当性を確認する。ここでのハードウェアバイアスの較正とは、式(3.10)~式(3.15)にある『適切な位相差を各アンテナ素子で受信したデータに付与することで任意の方向へ指向性に向ける』という操作を行う際に、求めたハードウェアバイアスを打ち消す位相量を付与することでハードウェアバイアスを修正することを指す。

実データの受信強度分布とシミュレーションによって求められた受信強度分布予想図を比較するためには、衛星の軌跡で可能な限り全天を埋める必要がある。しかし、アンテナを固定した場合全天を埋めるために非常に長時間の測位が必要となる。さらに GPS 衛星の特性によって、北方の空を軌跡で埋めることが出来ないといった問題がある。これは GPS 衛星が周回している衛星軌道によって発生するものである。そこで本実験ではアレーアンテナを回転台に乗せて回転させることによって、衛星を疑似的に動かし、それにより全天を衛星の軌跡で埋めた。データ受信実験時の様子を図 4.9 に示す。なお、実験を行っ

たのは JAXA にある GPS シミュレータードームで、GPS 信号を 98%透過する素材で作られたドームになっている（図 4.10）。

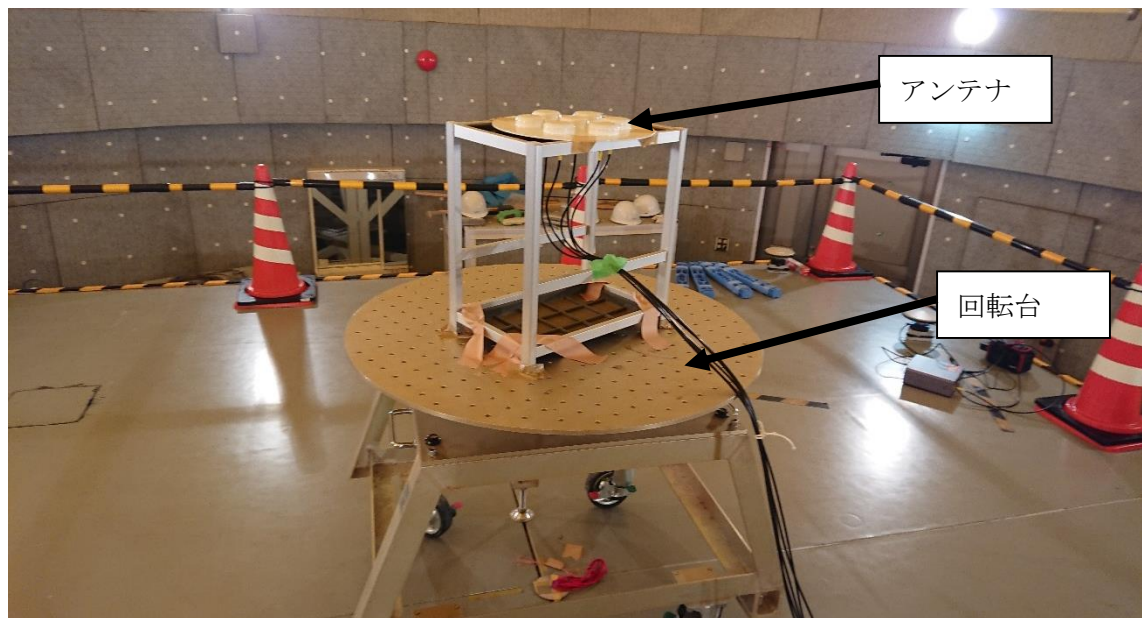


図 4.9 回転台とアンテナ



図 4.10 GPS シミュレータードーム外観

#### 4.4.2 アレーアンテナを用いたハードウェアバイアス較正実験結果

図の注釈に出てくる（較正前）（較正後）とは、図 4.1 から図 4.4 で求めたハードウェアバイアスをそのままにして合成した場合の予測受信強度パターンと、較正してアンテナ素子間にある遅延を揃えた場合の予測受信強度パターンを示している。

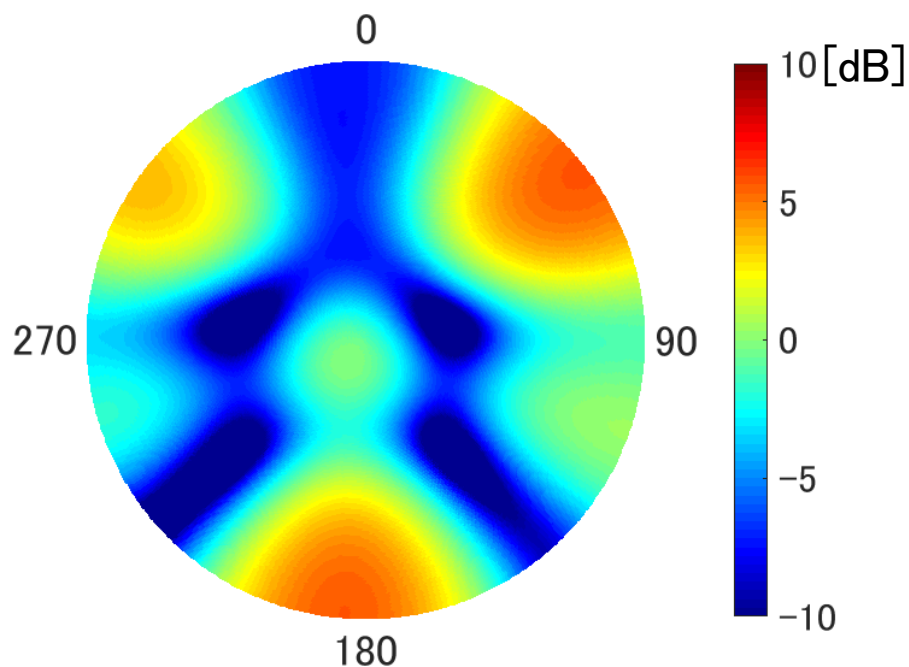


図 4.11 受信強度分布予測図（較正前）

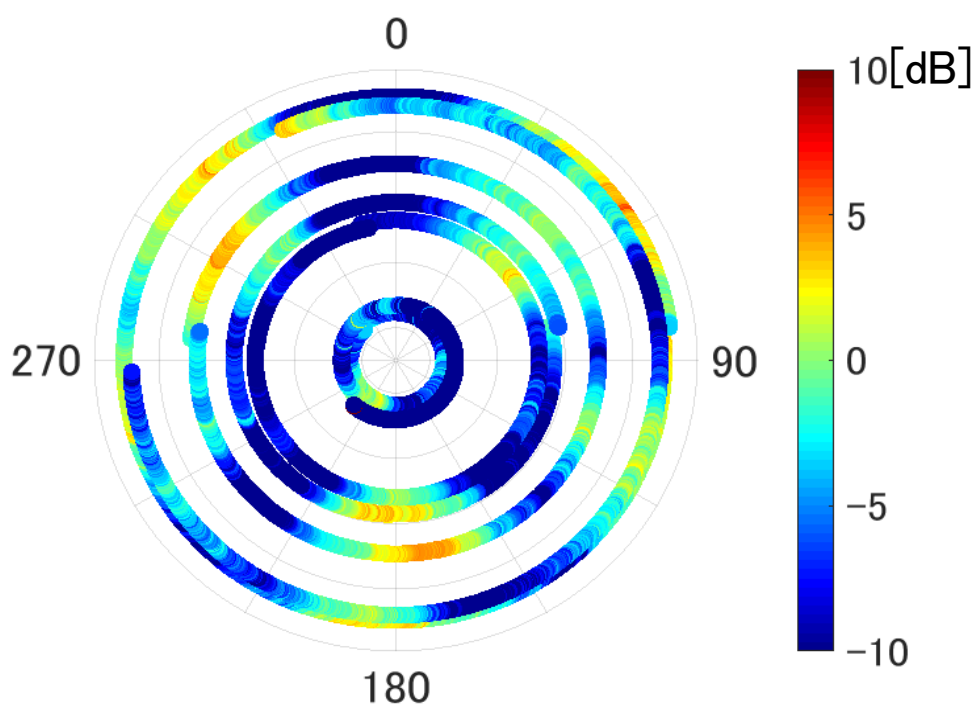


図 4.12 実データの受信強度分布（較正前）

図 4.11 の受信強度予測図は基準アンテナ素子で受信した信号の受信強度からの増減を示している。図 4.11 から分かる通りハードウェアバイアスが未較正の場合、受信強度分布が偏ることが予測される。そして、実際に受信されたアレーアンテナの信号を合成した場合の受信強度分布が図 4.12 である。図 4.11 の予測図にあった特徴的な方位 45 度、180 度、315 度の低仰角部分にある信号の強まりを図 4.12 でも確認することができ、推定したハードウェアバイアスの値に妥当性があることが確認できる。

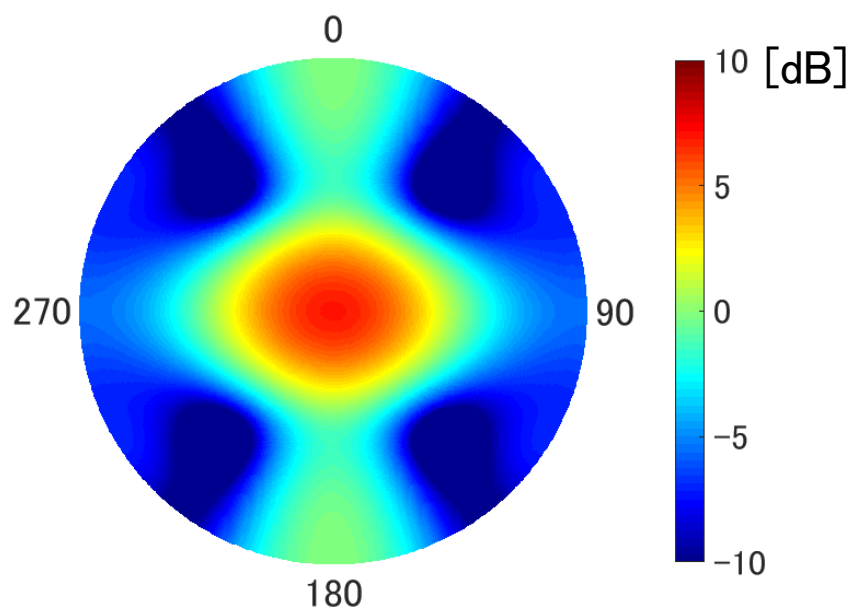


図 4.13 受信強度分布予測図（ハードウェアバイアス較正済）

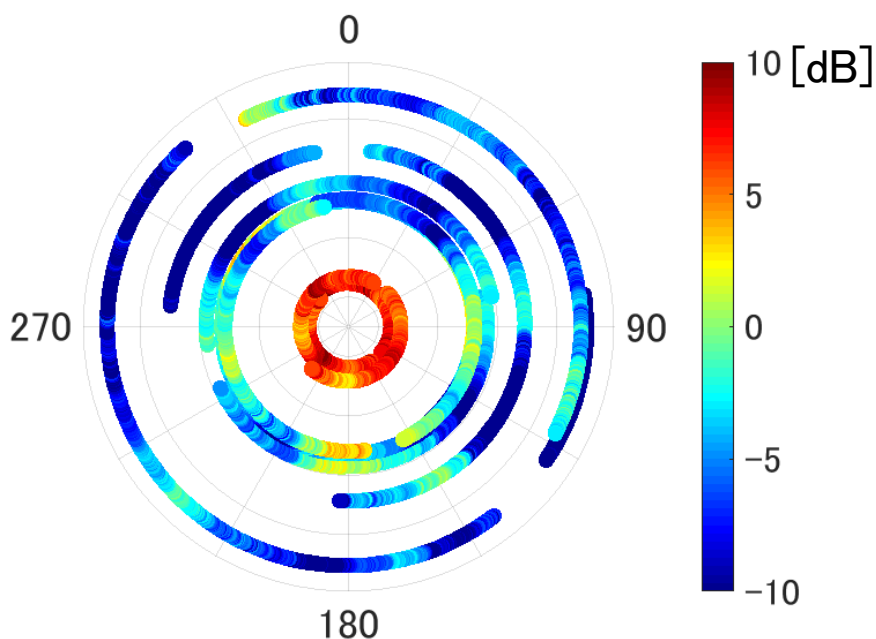


図 4.14 実データの受信強度分布（ハードウェアバイアス較正済）

次に、ハードウェアバイアスを較正する。ハードウェアバイアスを較正して信号を合成するとアンテナ受信パターンは天頂を向き、図 4.13 のような受信強度分布になると予測される。実際にバイアスを較正し、信号を合成した図 4.14 では、図 4.13 の受信強度予測図と同様に天頂付近の信号が強まっており、メインローブが天頂方向へ向いていることが分かる。

次に各素子が受信したデータへ適切なバイアスを付与して合成することで、天頂以外の方向へアンテナ受信パターンを向ける実験を行う。その結果を次に示す。

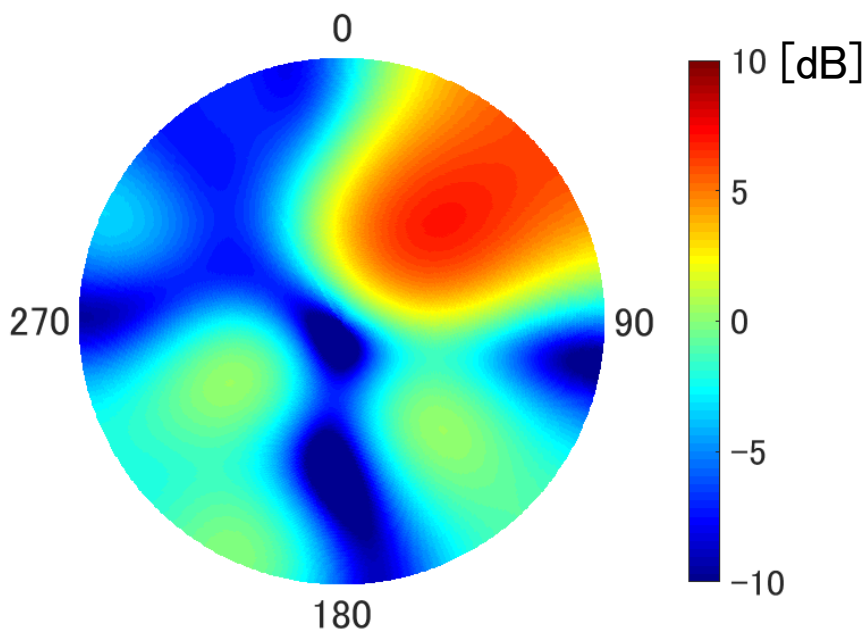


図 4.15 受信強度分布予測図（方位 45 度、仰角 40 度へメインローブを指向）

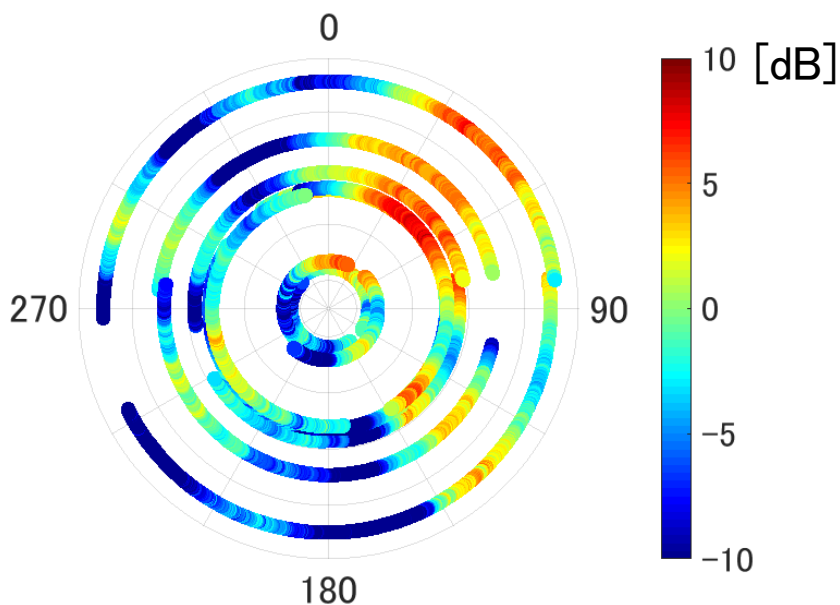


図 4.16 実データの受信強度分布（方位 45 度、仰角 40 度へメインローブを指向）

図 4.15 と図 4.16 の比較からアンテナ受信パターンが意図した方向へ向いていることが分かる。加えて、その他のサイドローブの位置もおおよそ一致していることが確認できる。

以上より、次の 2 つを確認することが出来た。

1. 搬送波位相を用いたハードウェアバイアス較正法は有効であること
2. 各素子の受信信号に適切な位相差を付与することでアンテナ受信パターンを制御できること



## 第5章 CRPA 技術によるマルチパス誤差低減実験

### 5.1 CRPA 技術を用いたマルチパスによって発生する誤差の低減実験概要

今回の実験では、受信信号がマルチパスによって受けた影響を確認するための方法として、疑似距離と搬送波位相によって求まる衛星とアンテナ間の距離の差分を利用する。疑似距離と搬送波位相はどちらも衛星と受信機の距離を測距する方法であり、それぞれの衛星と受信機間の距離は次のような式で示される。式にある文字の意味は $\rho$ :衛星と受信機間の幾何学的距離,  $m$ :マルチパスによって発生する誤差,  $d$ :大気遅延,  $b$ :受信機誤差,  $\varepsilon$ :観測ノイズ,  $N$ :整数アンビギュイティ、となっている。

$$\text{疑似距離} = \rho + m_{PR} + d_{iono} + d_{trop} + b + \varepsilon_{PR} \quad (5.1)$$

$$\text{搬送波によって求まる距離} = \rho + m_{\phi} - d_{iono} + d_{trop} + b + \varepsilon_{\phi} + \lambda N \quad (5.2)$$

この式(5.1)と(5.2)の差分を取ると次のようになる。

$$\text{疑似距離} - \text{搬送波距離} = +m_{PR} - m_{\phi} + 2d_{iono} + \varepsilon_{PR} - \varepsilon_{\phi} - \lambda N \quad (5.3)$$

式(5.3)を構成する要素について検討する。 $\lambda N$ は時間変化しないため排除が可能である。次に $d_{iono}$ は短時間では変化しないため、マルチパスのような急激な変化について考える場合は無視することが可能である。 $\varepsilon_{PR} - \varepsilon_{\phi}$ はノイズであるため、時間平均を取ることで排除することが出来る。次に、各測距方式に発生するマルチパスが原因となる誤差について説明する。2章で示したように、疑似距離による測距は相関値によって行われる。この測距はマルチパス環境で行った場合、図5.1のような問題を発生させる。

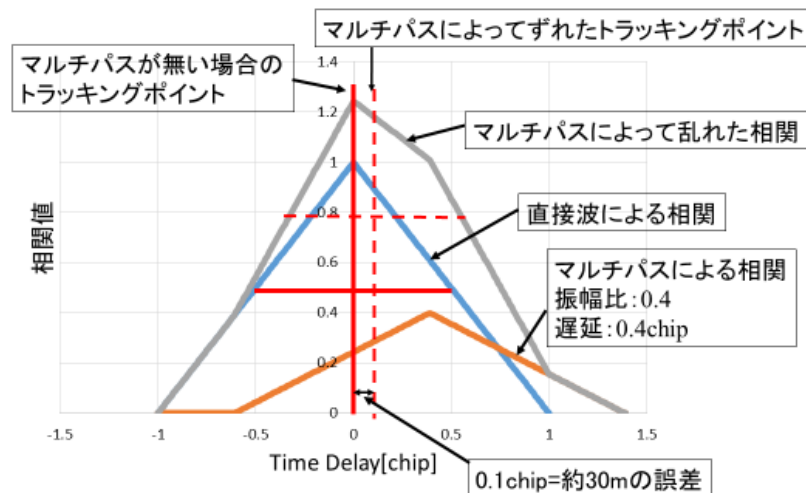


図 5.1 マルチパスによって発生する測距誤差（疑似距離の場合）

このように疑似距離はマルチパスによって数 m から数十 m の誤差が生じる。

次に搬送波位相による測距がマルチパスから受ける影響について示す。まず初めに波を合成する式を(5.4)に示す。ここでは振幅を  $A$ 、振幅比を  $\alpha$ 、位相遅れを  $\Delta\varphi$  で表している。

$$\begin{aligned}
 A\sin\varphi + \alpha A\sin(\varphi + \Delta\varphi) \\
 &= A\sin\varphi + \alpha A\sin(\varphi)\cos(\Delta\varphi) + \alpha A\cos(\varphi)\sin(\Delta\varphi) \\
 &= (1 + \alpha\cos(\Delta\varphi))A\sin\varphi + \alpha A\cos(\varphi)\sin(\Delta\varphi) \quad (5.4)
 \end{aligned}$$

次に反射波と合成することによる振幅の変化を表した反射係数を  $\alpha_c$ 、反射波と合成することによる位相変化（搬送波位相におけるマルチパスによって発生する誤差）を  $\Delta\varphi_c$  とした式は次のようになる。

$$\alpha_c A \sin(\varphi + \Delta\varphi_c) = \alpha_c \cos \Delta\varphi_c A \sin(\varphi) + \alpha_c \sin \Delta\varphi_c A \cos(\varphi) \quad (5.5)$$

式(5.4)と(5.5)を比較することで  $\alpha_c$  と  $\Delta\varphi_c$  を求める。

$$1 + \alpha\cos(\Delta\varphi) = \alpha_c \cos \Delta\varphi_c \quad (5.6)$$

$$\alpha_c = \frac{\cos \Delta\varphi_c}{1 + \alpha\cos(\Delta\varphi)} \quad (5.6)'$$

$$\alpha\sin(\Delta\varphi) = \alpha_c \sin \Delta\varphi_c \quad (5.7)$$

式(5.6),(5.7)より  $\Delta\varphi_c$  を求めることが出来る。

$$\Delta\varphi_c = \arctan\left\{\sin\Delta\varphi / \left(\frac{1}{\alpha} + \cos\Delta\varphi\right)\right\} \quad (5.8)$$

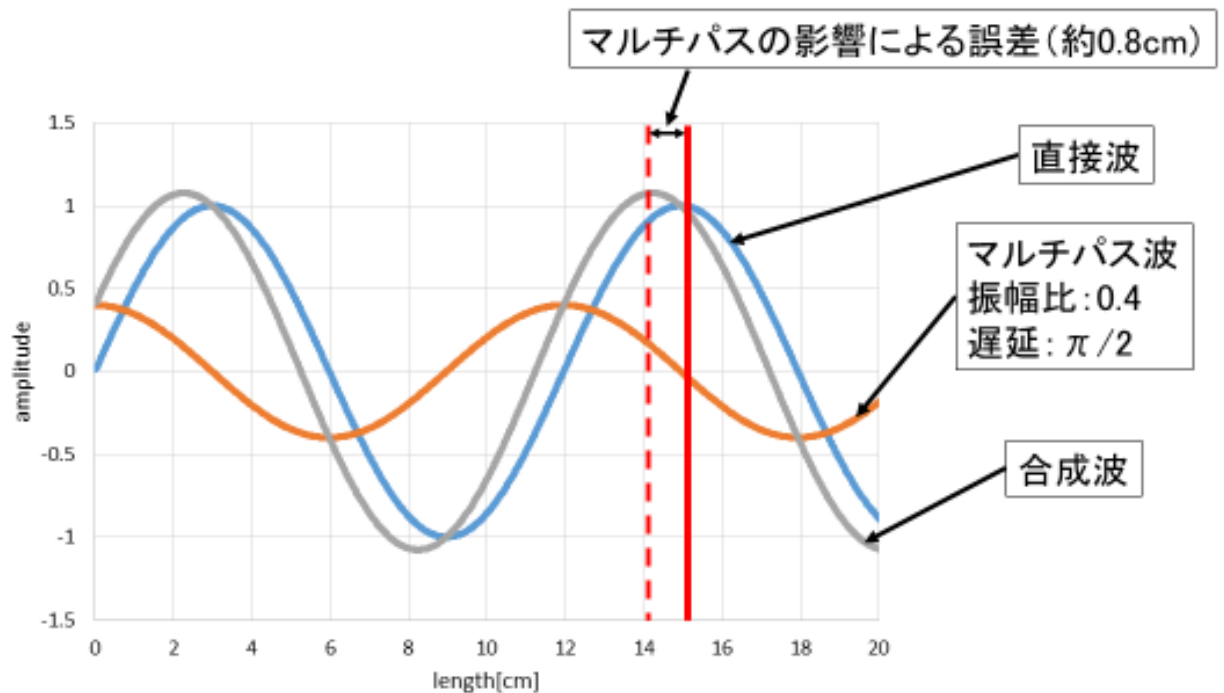


図 5.2 マルチパスによって発生する測距誤差（搬送波位相の場合）

式(5.8)から求めることが出来るように、搬送波位相は振幅比が 1 という条件でも最大で 4.8cm 程度の誤差しか発生しない（図 5.2）。マルチパスが図 5.1 と同じ振幅比の場合、信号遅延が $\pi/2$ であっても（マルチパスによって発生する誤差が最大になる遅延）発生する誤差は 0.8cm 程度であることが式(5.8)から分かる。これらから、式(5.3)の $m_0$ は非常に小さく、メートル単位の誤差を発生させる $m_{PR}$ と比較すると無視出来ることが分かる。以上から、マルチパスが測距に与える影響を確認する方法として、疑似距離と搬送波位相で求める距離の差分を利用する方法を採用できると考えられる。

次にマルチパスを低減させる原理について説明する。アレーアンテナを用いてアンテナ受信パターンを衛星に向けることで信号強度を強め、メインローブ以外の方向から受信するマルチパスの受信強度を低下させる。これによってマルチパスの振幅比を低下させ、マルチパスの影響を低減させる（図 5.3）。

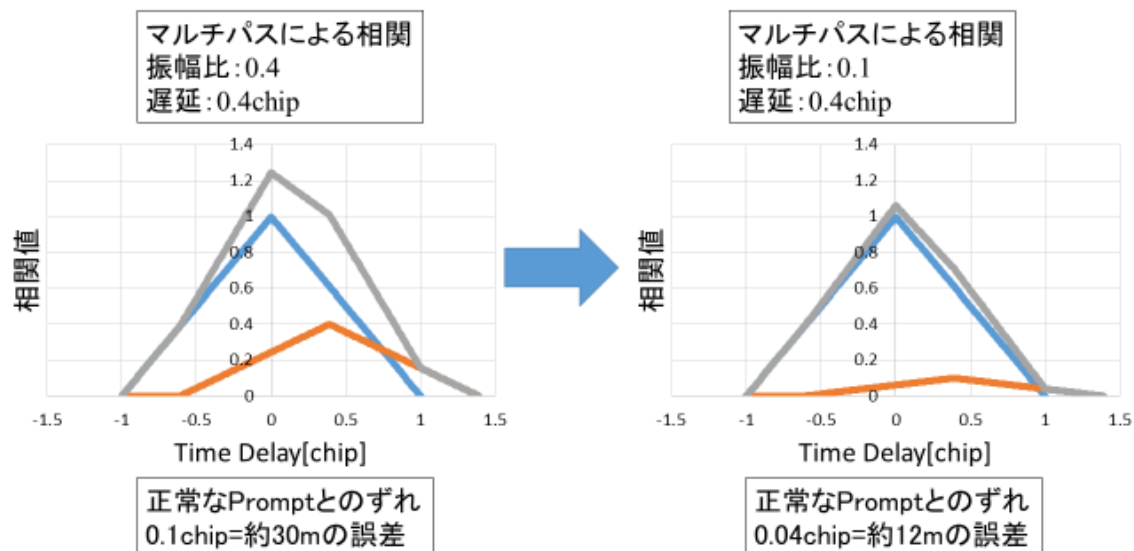


図 5.3 マルチパスの振幅比の違いによって発生する測距誤差の違い

これが CRPA 技術によってマルチパスによって発生する疑似距離の誤差を低減させる原理である。以上を踏まえて次の実験を行う。

実験ではまずハードウェアバイアスを較正するため、マルチパスの存在しない環境でデータを受信し、先に示した方法でハードウェアバイアスの較正パラメータを得る。

次にアレーアンテナをマルチパスの発生が予想される環境に移動させ、データを受信した。当時の衛星配置環境とデータを受信した場所を図 5.4 および図 5.5 に示す。また、比較用のデータとして、測量に使用される単一アンテナ（Septentrio 社 PolaNt-x Model:AT1675-540S）を使用してデータを取得する。飛来する信号が 4 階建ての建物や、格納庫によって反射し、マルチパスの発生が予測される。またマルチパス環境の写真を図 5.6、図 5.7 に示す。加えてマルチパスの無い環境として、ハードウェアバイアス較正用データと比較用のデータを取得した環境の写真を図 5.8 から図 5.11 に示す。

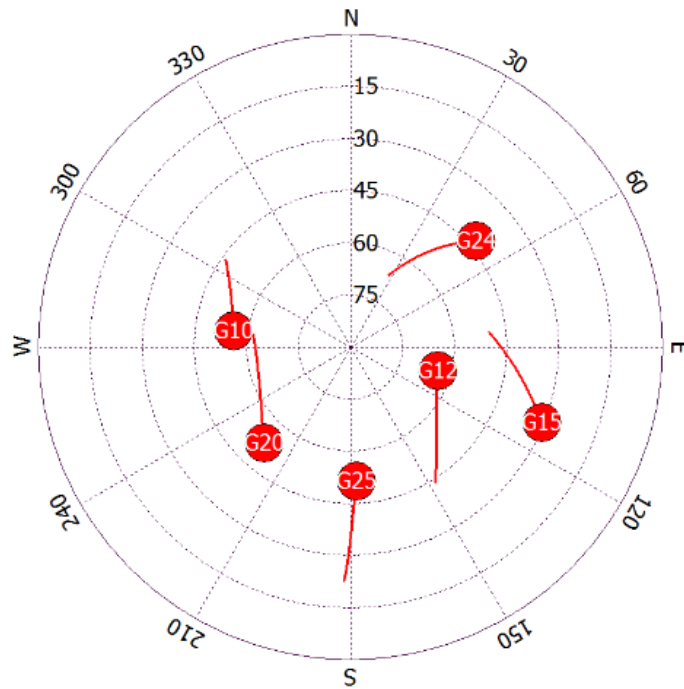


図 5.4 データ取得時の衛星配置と衛星軌道

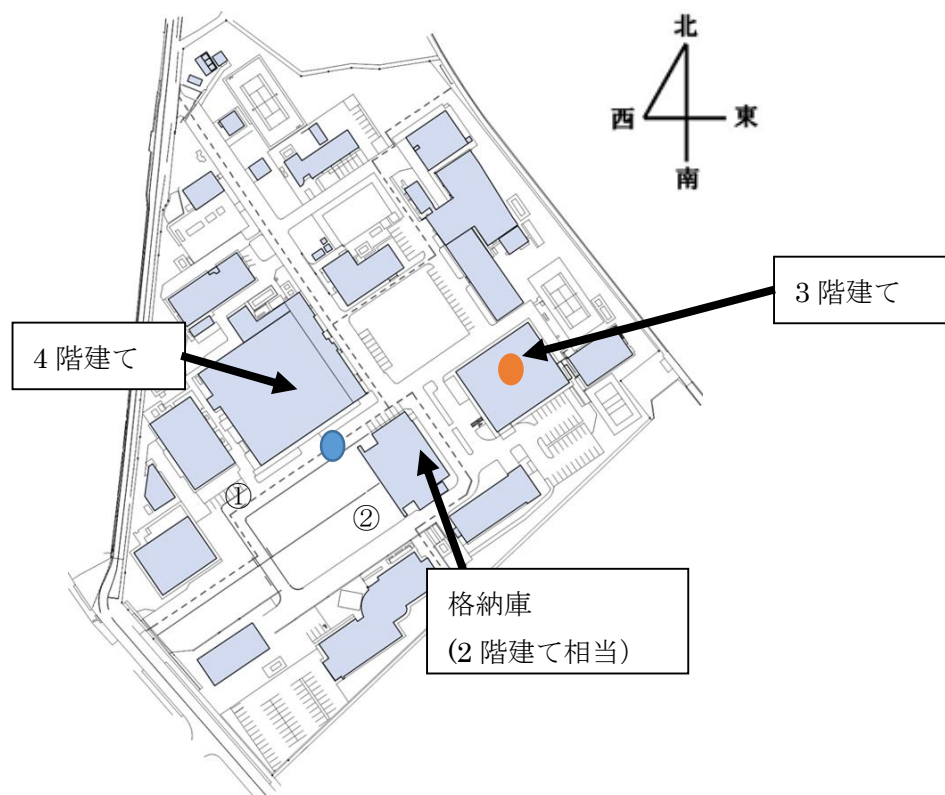


図 5.5 データ取得地点周辺地図

(●:データ取得点、●:ハードウェアバイアス較正用データ及びマルチパス無しデータ取得点)



図 5.6 図 5.5 の①から見たマルチパス環境



図 5.7 図 5.5 の②から見たマルチパス環境





図 5.8 北から見たマルチパス無し環境



図 5.9 南から見たマルチパス無し環境



図 5.10 西から見たマルチパス無し環境



図 5.11 東から見たマルチパス無し環境



## 5.2 CRPA 技術を用いたマルチパスによって発生する誤差の低減実験結果

単一アンテナとアレーアンテナのマルチパスの影響グラフを次に示す。以後 GPS の PRN 番号〇〇を G〇〇として表記する。それでは次に

1. マルチパスの無い環境で取得された測量用単一アンテナのデータ
2. マルチパス環境で取得された測量用単一アンテナのデータ
3. マルチパス環境で取得されたアレーアンテナのデータ

これらのデータの、疑似距離に発生するマルチパスによって発生する誤差のグラフと、標準偏差の値の表を示す。これらのデータは、データ取得日は違うが、衛星配置がほぼ等しくなる時刻にデータが取得されている。まず、基準となる 1 番のデータは、マルチパスの無い建物の屋上で取得されたデータであり、2 と 3 はマルチパス環境で取得されたデータとなっている。しかし、建物に衛星が隠れてしまう等の問題もあり、そういった問題が無い部分を抜き出してグラフや表を作成する必要がある。そのため今回は、1 時間のデータのうち、G12,G15 衛星はデータ取得開始から 40 分間のデータを、G10,G25 衛星はデータ取得開始 40 分後から 20 分間のデータを使用している。次に各データのグラフを表記する。これらのグラフは、それぞれのデータからサンプルとして 10 分間抜き出してグラフにしている。表の値は取得したデータすべてを使用して導出している。

まず初めにマルチパスの無い環境で取得されたデータのグラフを図 5.12 から図 5.15 に示す。

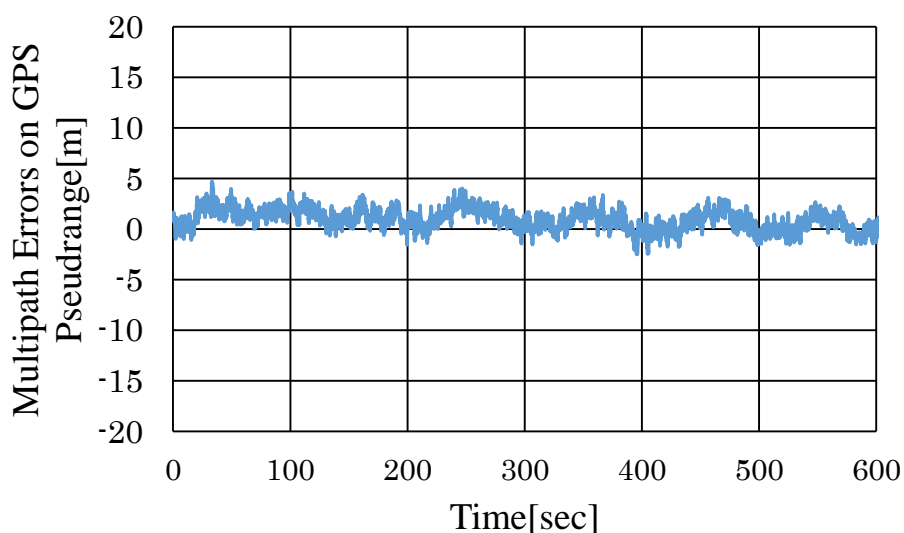


図 5.12 疑似距離のマルチパスによる誤差(G10：マルチパス無し)

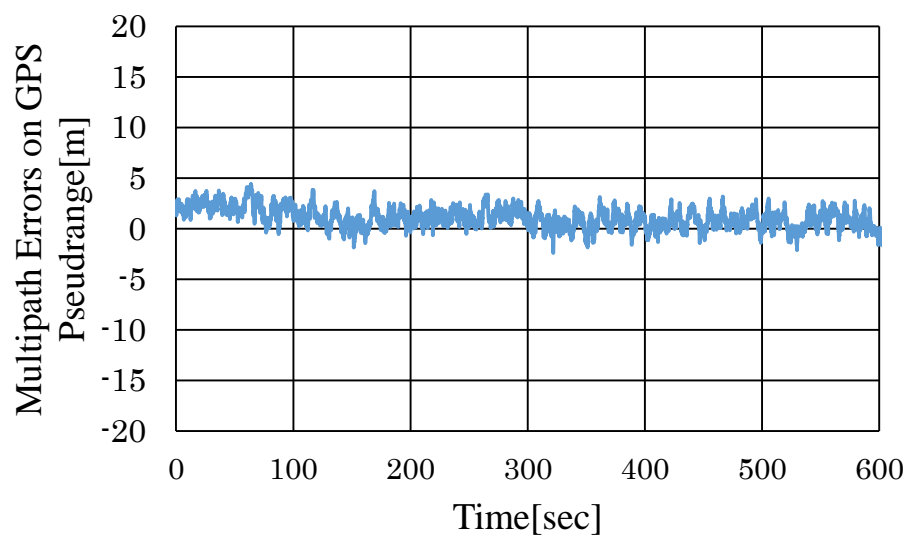


図 5.13 疑似距離のマルチパスによる誤差(G12 : マルチパス無し)

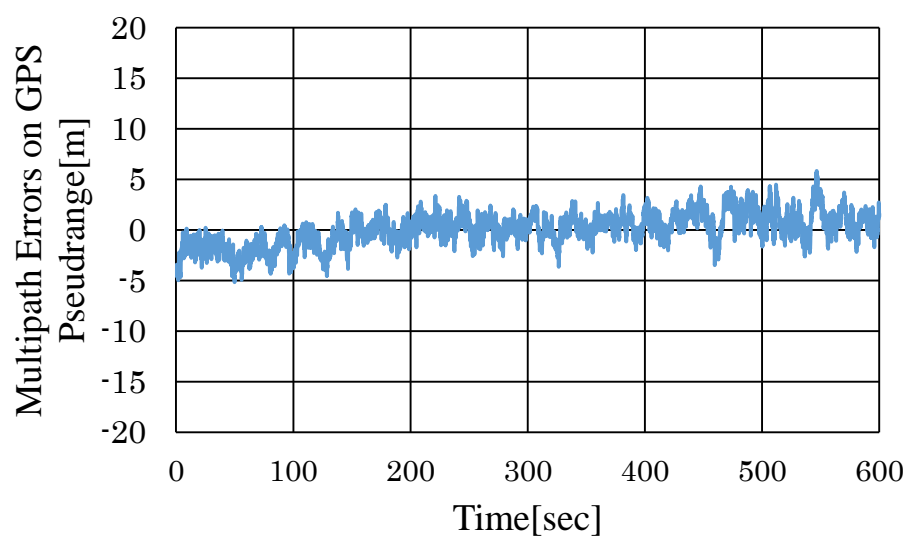


図 5.14 疑似距離のマルチパスによる誤差(G15 : マルチパス無し)

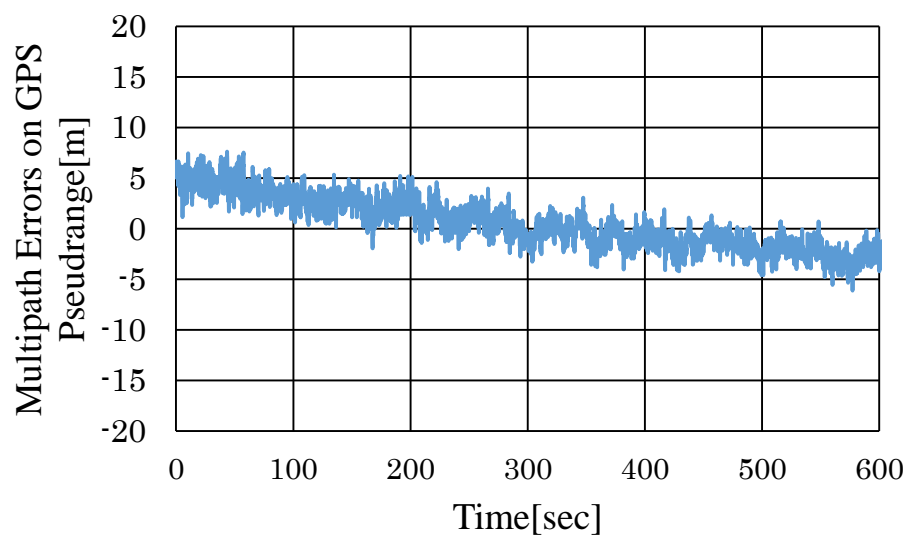


図 5.15 疑似距離のマルチパスによる誤差(G25：マルチパス無し)

次にマルチパスの影響を受けているデータのグラフを図 5.16 から図 5.19 に示す。

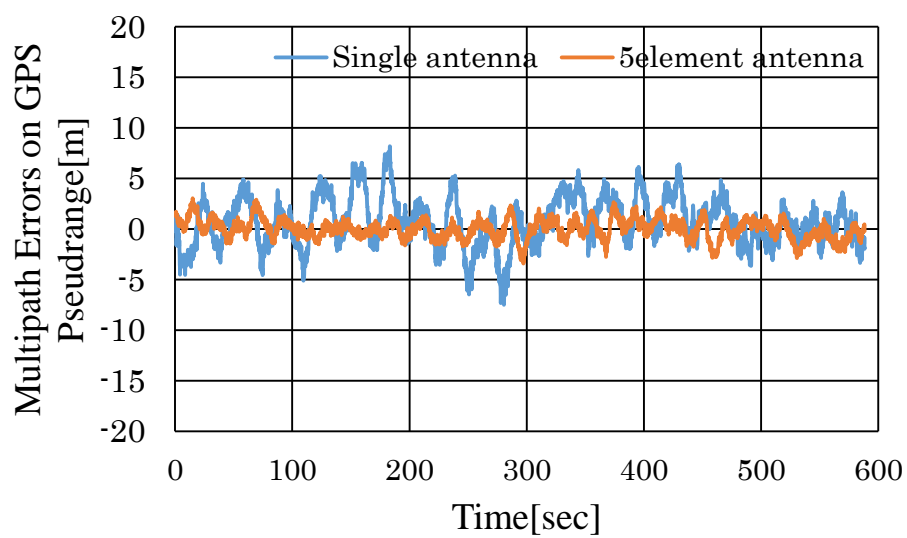


図 5.16 疑似距離のマルチパスによる誤差(G10:マルチパス有り)

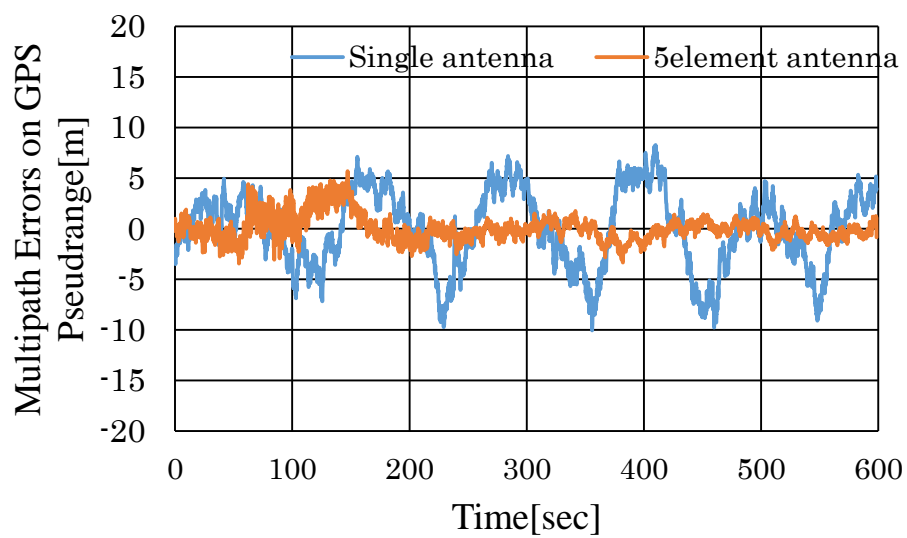


図 5.17 疑似距離のマルチパスによる誤差(G12:マルチパス有り)

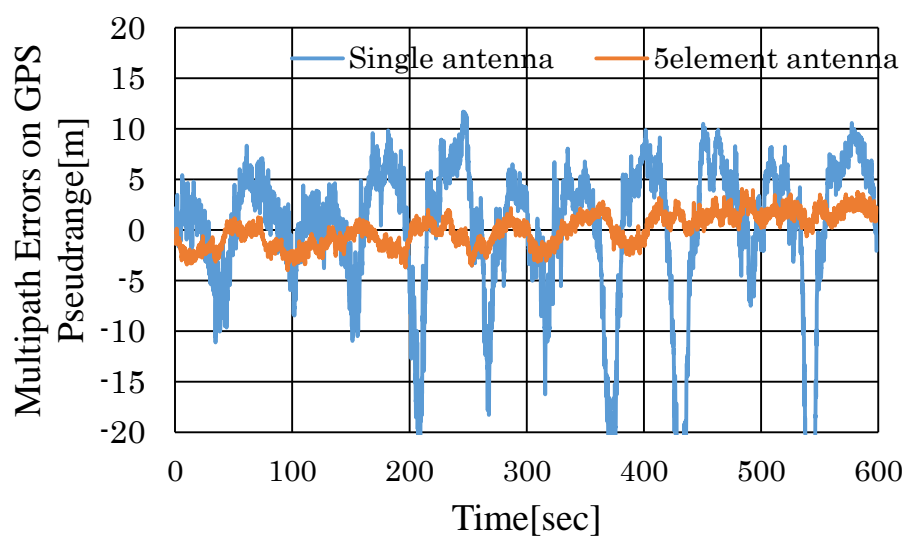


図 5.18 疑似距離のマルチパスによる誤差(G15:マルチパス有り)

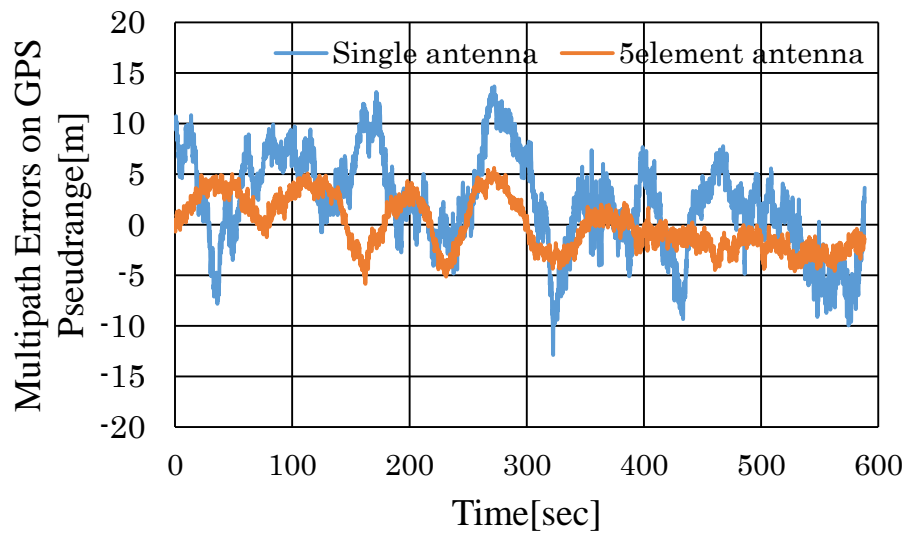


図 5.19 疑似距離のマルチパスによる誤差(G25:マルチパス有り)

これらの疑似距離のマルチパスによる誤差の標準偏差の値を表 5.1 に示す。

表 5.1 疑似距離のマルチパスによる誤差の標準偏差

標準偏差[m]	G10	G12	G15	G25
単一アンテナ(マルチパス無)	1.25	1.25	2.46	2.88
単一アンテナ(マルチパス有)	2.31	4.05	4.55	4.84
アレーアンテナ(マルチパス有)	1.03	1.42	1.76	2.39

この標準偏差を求めるにあたり、技術的な制約によって衛星の動きに追従して位相差を付与することが出来ないため、アレーアンテナで取得したデータを 10 分毎に分割して指向性を衛星へ向ける処理をしている。そのため、表 5.1 の標準偏差は分割されたデータの標準偏差の平均値を使用している。また、単一アンテナには本来分割処理は必要ないが、条件を同一にするため、同様にデータを分割し、それぞれの標準偏差を平均化して表 5.1 へ表記している。

これらのグラフと表から、アレーアンテナを使うことで、5 割から 6 割ほどマルチパスの影響を低減出来ていると分かる。また、5 素子を合成することでノイズの影響も低減出来るためか、マルチパスの無い環境で取られたデータと同程度にまで標準偏差が低下しているデータも確認出来る。マルチパスの無い環境でも G15 と G25 の標準偏差が高い理由については、疑似距離のマルチパスによって発生する誤差が、線形的な増減をしているためと考えられる。

### 5.3 平滑化疑似距離（キャリアスムージング）を利用した性能評価

GNSS 測位の疑似距離はノイズによる影響が大きく、標準偏差が正確な値から離れてしまうという欠点がある。そこで 5.3 節では、平滑化疑似距離と呼ばれる疑似距離と搬送波位相を組み合わせることで、疑似距離の測定精度を向上させる手法を採用した。これによってノイズ成分を除去することが出来るため、より正確にアレーアンテナのマルチパスによって発生する誤差の低減能力を評価できる。なお、平滑化疑似距離は次の式によって求められる。

$$\text{平滑化疑似距} = \frac{\Delta t}{T} \times \text{疑似距離} + \left(1 - \frac{\Delta t}{T}\right) \times (\text{前回の平滑化疑似距離} + \text{搬送波位相の変化})$$

ここで、 $\Delta t$ はサンプリング周期、 $T$ は平滑化処理の時定数である。

次に $\Delta t = 0.1[\text{sec}]$ ,  $T = 10[\text{sec}]$ として平滑化処理を行った平滑化疑似距離のマルチパスによって発生する誤差のグラフを示す。初めに、マルチパスの無い環境で単一アンテナを使用して取得したデータのグラフを図 5.20 から図 5.23 までに示す。

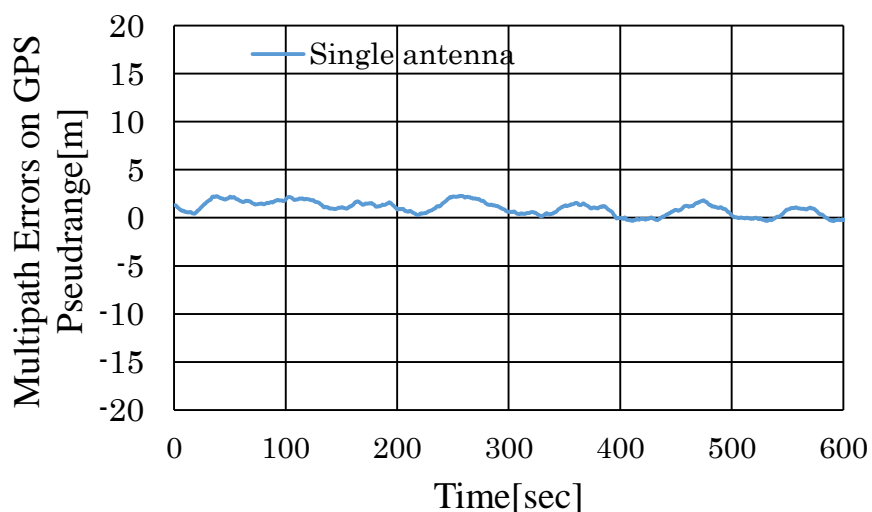


図 5.20 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G10:マルチパス無)

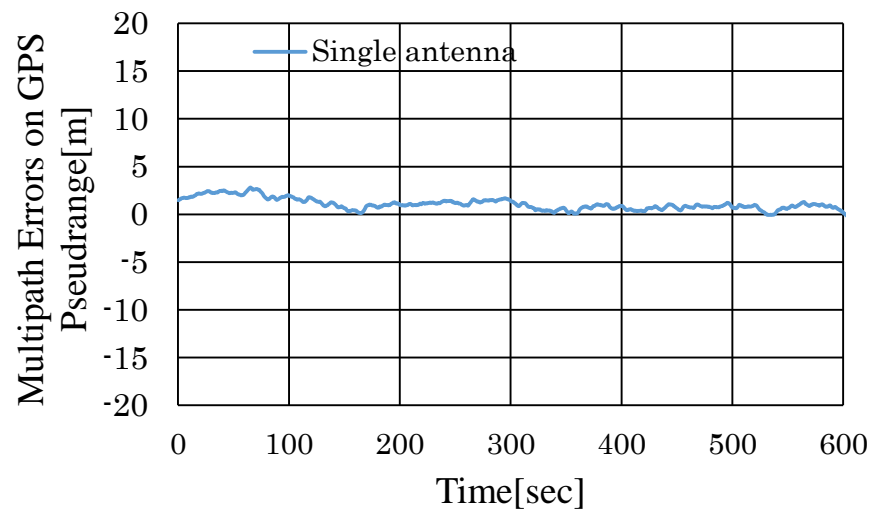


図 5.21 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G12:マルチパス無)

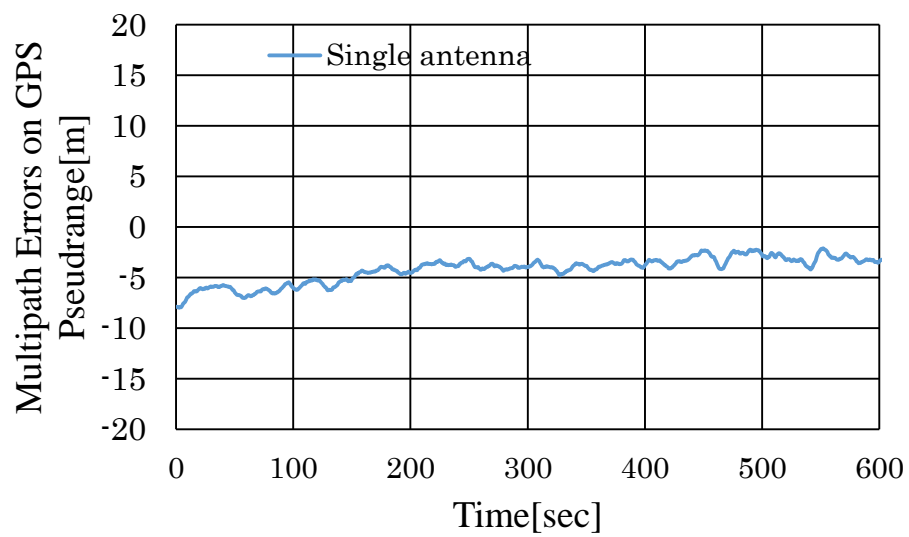


図 5.22 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G15:マルチパス無)

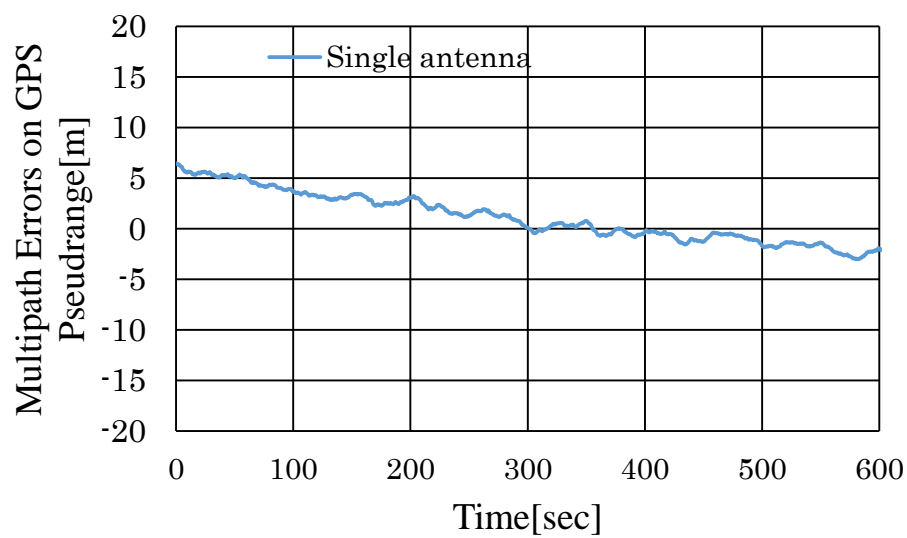


図 5.23 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G25:マルチパス無)

次に、マルチパスのある環境で単一アンテナとアレーアンテナを使用して取得したデータのグラフを図 5.24 から図 5.27 に示す。

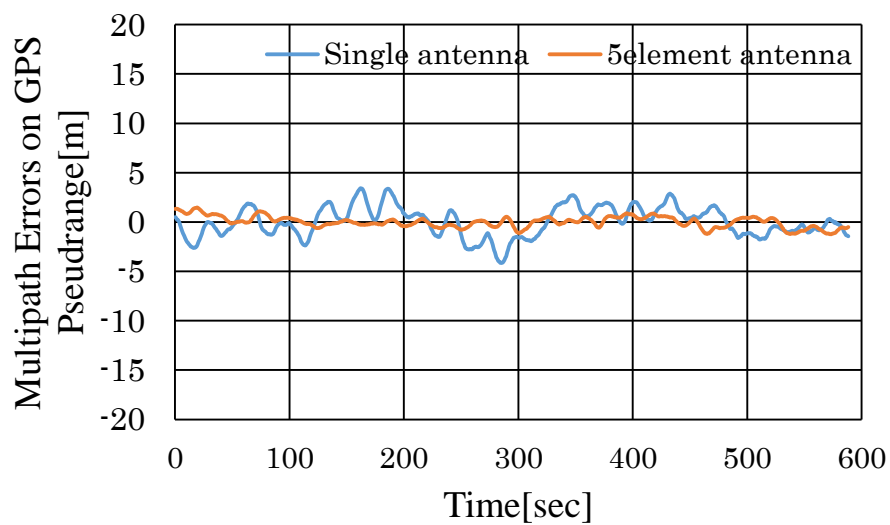


図 5.24 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G10:マルチパス有り)



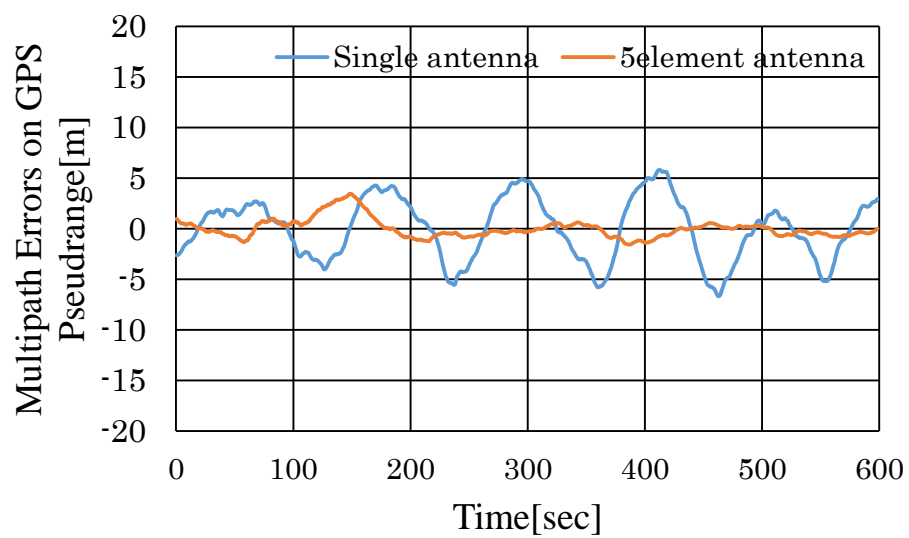


図 5.25 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G12:マルチパス有り)

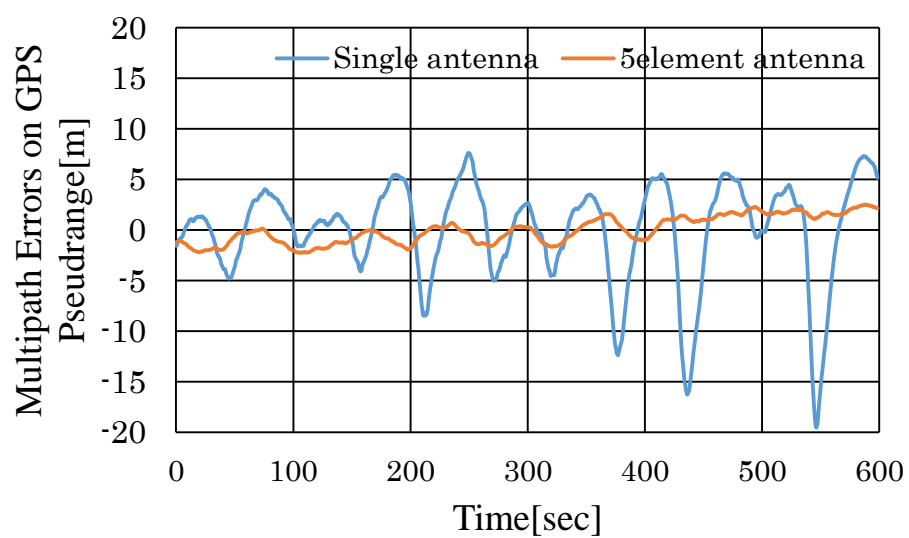


図 5.26 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G15:マルチパス有り)

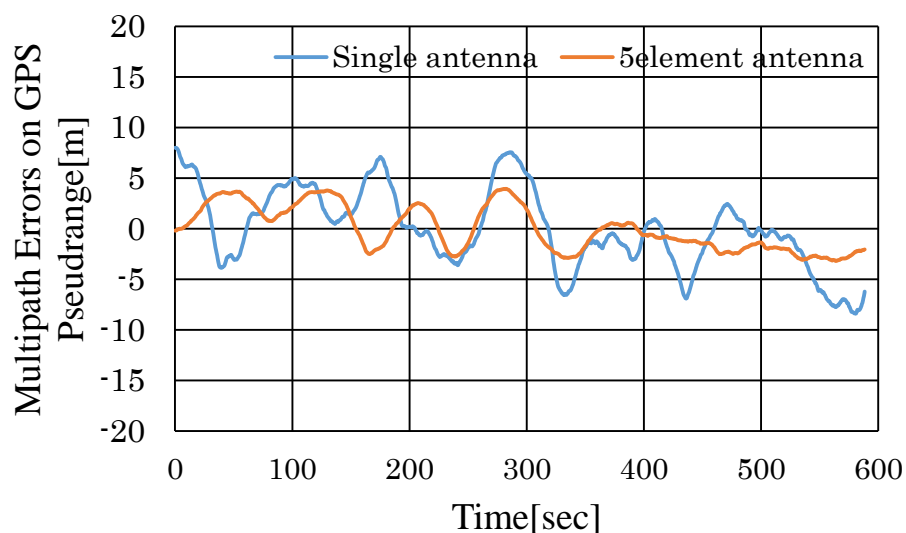


図 5.27 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差(G25:マルチパス有り)

表 5.2 平滑化疑似距離のマルチパスによる誤差の標準偏差

標準偏差[m]	G10	G12	G15	G25
単一アンテナ (マルチパス無)	0.74	0.56	2.16	2.49
単一アンテナ(マルチパス有)	1.52	3.06	4.01	3.92
アレーアンテナ(マルチパス有)	0.56	0.95	1.34	2.21

表 5.2 から分かるように、すべての衛星とアンテナで疑似距離を利用した場合よりも標準偏差が減少していることが分かる。また、グラフからは疑似距離を使用したマルチパスによって発生する誤差のグラフと比較することで、その変化量が小さくなっていることも分かる。さらに標準偏差の減少率は最大で 7 割程度になるなど、減少率も向上している。この平滑化疑似距離は  $T$  を大きくするほど、ノイズの影響を低下させることが出来るが、値の収束により多くの時間が必要になるという問題がある。そこで、この実験のように平滑化疑似距離と CRPA 技術を組み合わせることで、 $T$  をそれほど大きな値にしなくても測位精度を向上させることが出来るのではないかと考えられる。また、CRPA 技術を利用する観点から見ても、アンテナ素子を増やすなどのコストをかけずに測位精度を向上させることが出来るため、平滑化疑似距離との組み合わせは有益な方法であると考えられる。

## 第 6 章 アレーアンテナのパラメータ変更がマルチパス誤差低減能力に与える影響

### 6.1 アレーアンテナパラメータ変更実験概要

第 5 章では 5 素子アンテナを使用することによって、マルチパスによって発生する疑似距離の誤差を低減することに成功した。しかし、実際にアレーアンテナを利用する場合には素子数の多さは処理の多さとコストに直結するため可能な限りアンテナ素子を減らして利用することが望まれる。そこで第 6 章では、図 6.1 に示される 3 素子アンテナを使用し、同様のマルチパスによって発生する誤差の低減実験を行う。そして 5 素子アンテナ、3 素子アンテナ、測量用単一アンテナが受けるマルチパスの影響を比較する。

まず、アンテナ素子数とアンテナ素子間距離のパラメータがそれぞれどのような影響を受信強度分布に与えるのかを、シミュレーションによって確認する。今回は方位 120 度、仰角 30 度方向へ指向性を向けた受信強度分布を比較した。



図 6.1 三素子アレーアンテナ（アンテナ素子間距離 6cm）

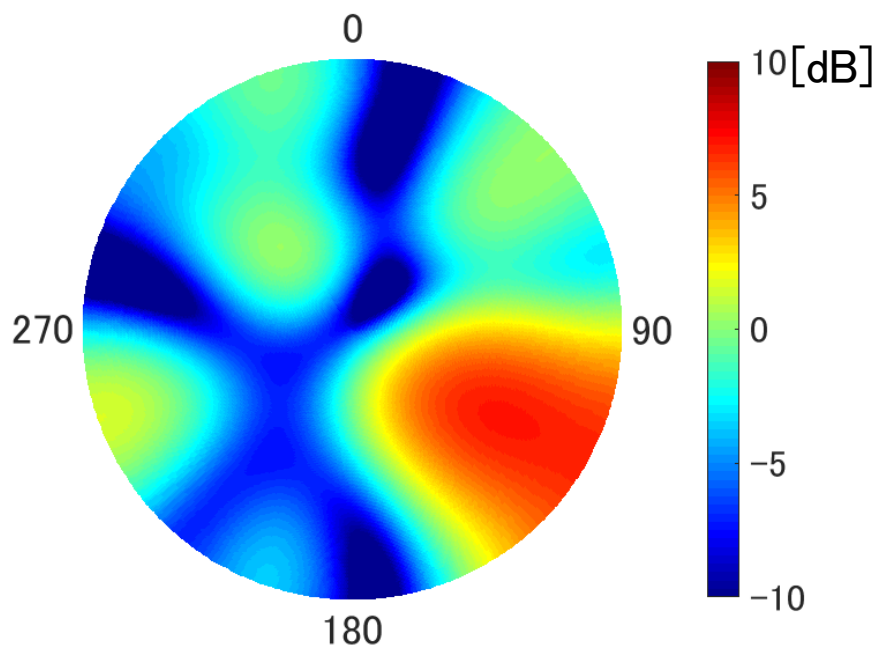


図 6.2 5 素子アレーアンテナ受信強度予測図  
(基準アンテナ素子と他アンテナ素子間距離 9.5cm)

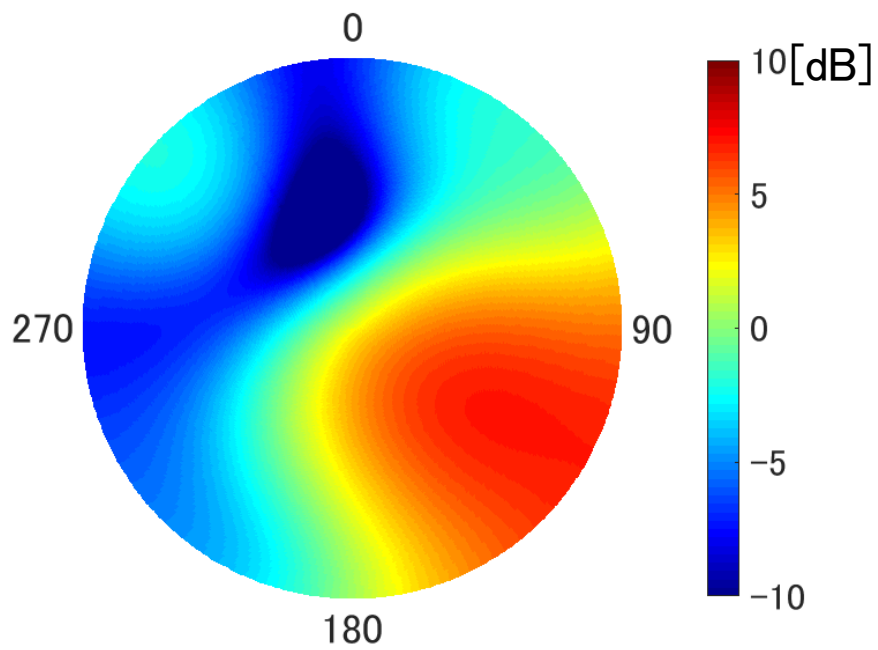


図 6.3 5 素子アレーアンテナ受信強度予測図  
(基準アンテナ素子と他アンテナ素子間距離 6cm)

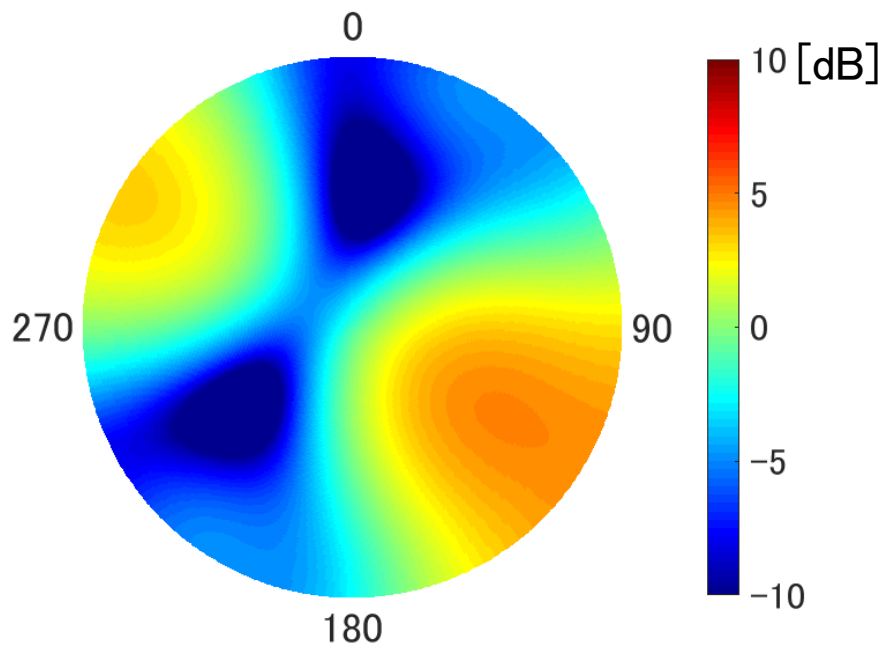


図 6.4 3 素子アレーアンテナ受信強度予測図  
(基準アンテナ素子と他アンテナ素子間距離 9.5cm)

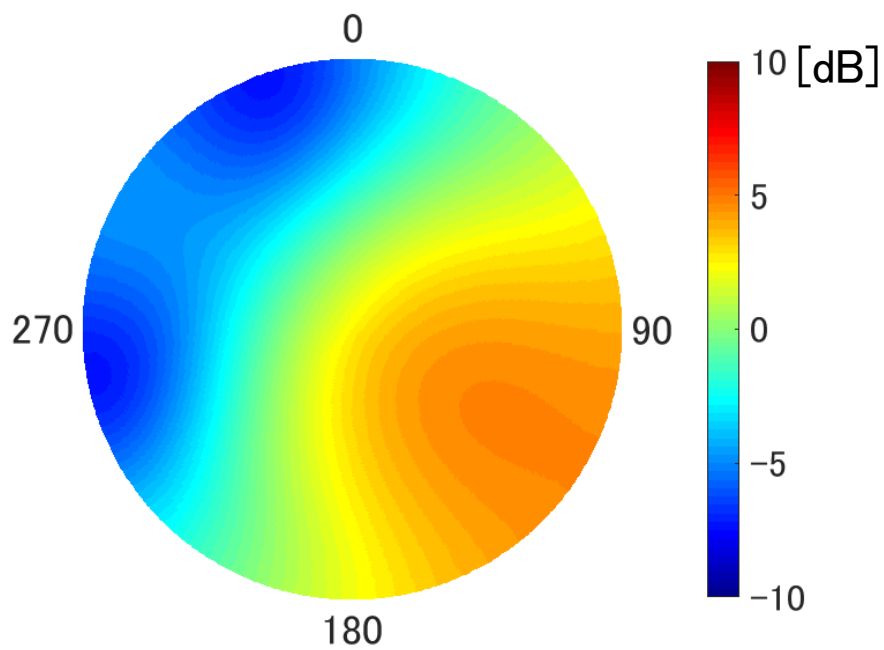


図 6.5 3 素子アレーアンテナ受信強度予測図  
(基準アンテナ素子と他アンテナ素子間距離 6cm)

図 6.2 から図 6.5 よりアンテナ素子数はメインローブの受信強度の高さに、アンテナ素子間距離はメインローブの範囲に関係していることが確認できる。通常マルチパスを低減す

るためにはメインローブの受信強度は強く、範囲が狭いことが理想的である。しかし、図 6.4 の受信強度分布を見ると、アンテナ素子間距離が長いことによって図 6.5 よりメインローブは狭いが、反対方向にメインローブと同程度の強さのサイドローブが発生していることが分かる。この受信強度分布ではマルチパスをメインローブと同じ強さで受信してしまう危険性もあるため、このアレーアンテナはマルチパスによって発生する誤差の低減という用途には向かないと考えられる。そこで今回は、3 素子アンテナとしてアンテナ素子間距離が 6cm のアレーアンテナを採用した。

## 6.2 アレーアンテナパラメータ変更実験結果

各衛星の疑似距離のマルチパスによる誤差のグラフを図 6.6 から図 6.9 に示す。

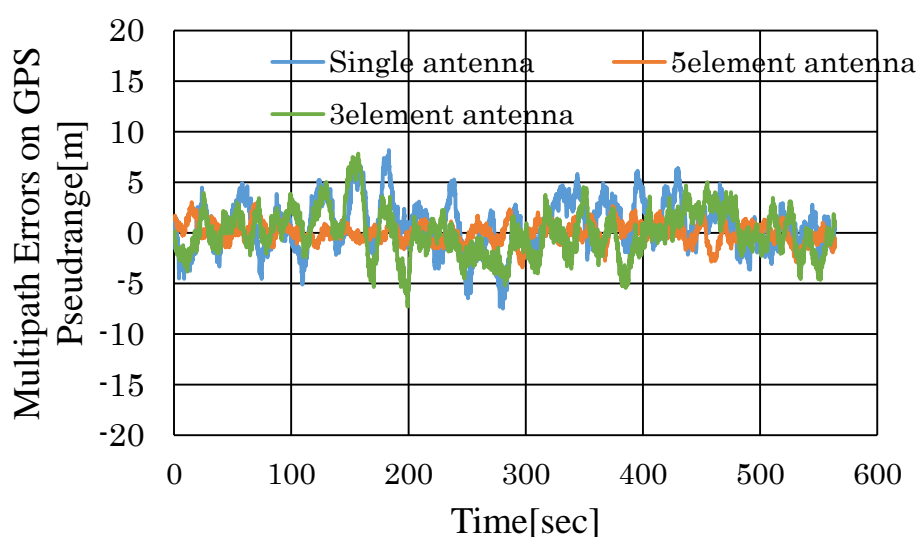


図 6.6 疑似距離のマルチパスによる誤差(G10:マルチパス有り)

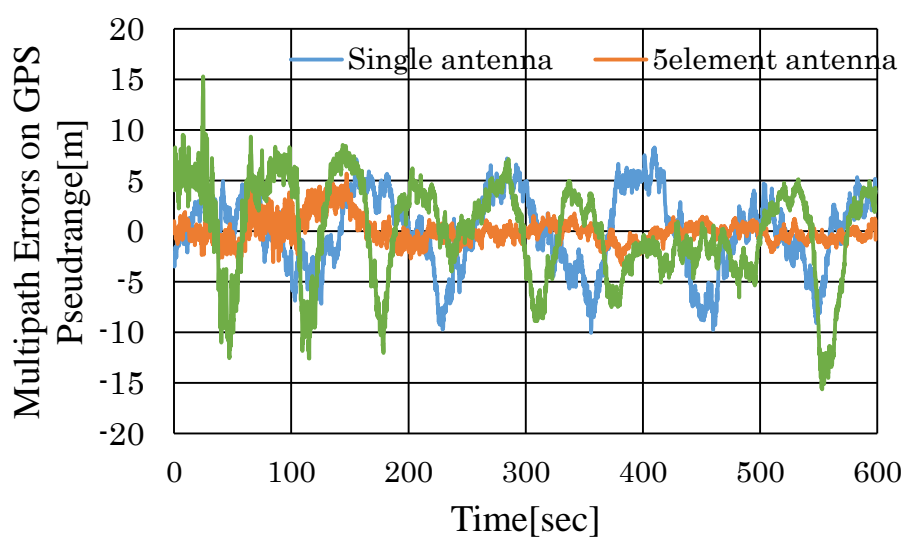


図 6.7 疑似距離のマルチパスによる誤差(G12:マルチパス有り)

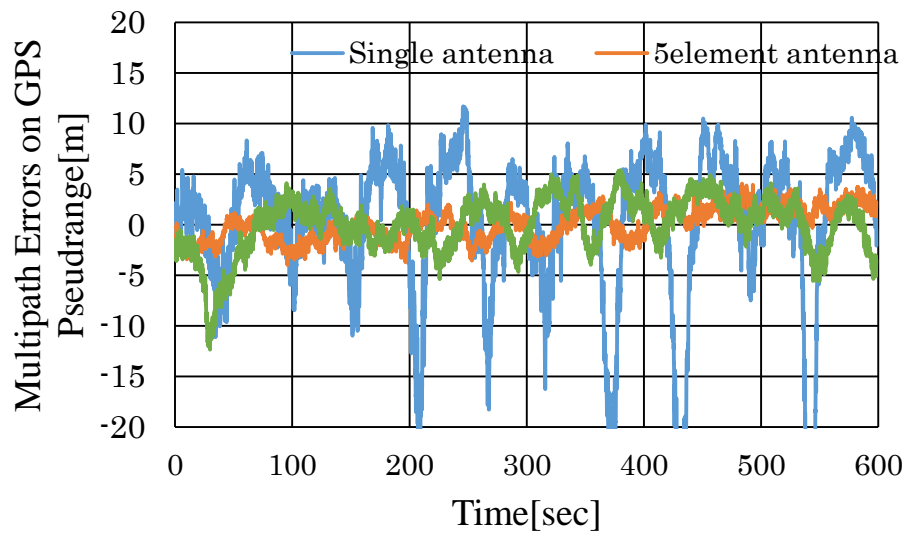


図 6.8 疑似距離のマルチパスによる誤差(G15:マルチパス有り)

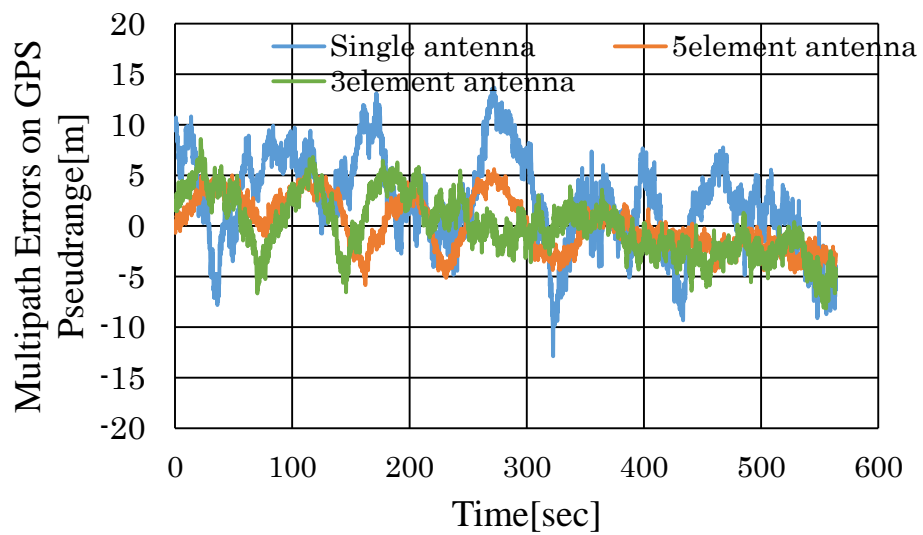


図 6.9 疑似距離のマルチパスによる誤差(G25:マルチパス有り)

これらのグラフの標準偏差を表 6.1 に示す。

表 6.1 疑似距離のマルチパスによる誤差の標準偏差

標準偏差[m]	G10	G12	G15	G25
単一アンテナ（マルチパス無）	1.25	1.25	2.46	2.88
単一アンテナ(マルチパス有)	2.31	4.05	4.55	4.84
3 素子アンテナ(マルチパス有)	2.36	3.97	3.23	3.19
5 素子アンテナ(マルチパス有)	1.03	1.42	1.76	2.39

これらのグラフと表から、アンテナ素子間距離の短い 3 素子アンテナを使用した場合でもマルチパスによって発生する誤差とノイズの影響を最大で 3 割程度削減出来ていることが分かる。しかし、メインローブが広いためか、5 素子アンテナと比較すると全体的に効果が弱く、衛星によっては全くマルチパスの影響を低減出来ていないことも分かる。そのため、3 素子アンテナを使用するためにはアンテナ素子間距離を調整し、強いサイドローブが出ない範囲でメインローブを狭める必要があると考えられる。

## 第 7 章 結論

### 7.1 研究成果のまとめ

複数のアンテナ素子から構成されるアレーアンテナを使った CRPA 技術による、マルチパスに起因する疑似距離誤差を低減できることを実験的に確認した。また、アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子間のハードウェアバイアスを、搬送波位相を活用することで較正出来ることを確認した。これらにより、CRPA 技術が GNSS の脆弱性のひとつである干渉波による電波障害への対策のひとつとして有効であることが確認された。

#### 7.1.1 搬送波位相によるハードウェアバイアス較正実験の評価

参考文献 [3]に示されていたバイアス較正法は時間変化によって発生する衛星の移動などを利用し、大気状況や衛星方向に依存する不確実な誤差も含めて正確に較正する手法である。これを実際に利用する際の利便性を考え、より高速化するべくいくつかの手順を省略したものが今回採用したハードウェアバイアス較正法である。簡略化した手法であるものの、求めたバイアスは次に述べる CRPA 技術実現に十分な精度を持ち、また 2 時間程度であれば変化しないという事が確認できた。

#### 7.1.2 CRPA 技術によるマルチパスによって発生する誤差の低減実験の評価

CRPA 技術によってアレーアンテナの受信パターンを操作することで、マルチパスによって発生する誤差の影響を低減し、マルチパスの無い環境下で取得したデータと同程度の



測距精度が実現できることを示した。また、素子数が多いほどマルチパスによって発生する誤差の低減能力が高いことが確認された。

3 素子アンテナは 5 素子アンテナと比較してマルチパスによって発生する誤差の低減能力は低いものの、マルチパスによって発生する誤差を低減することは出来ているので、それほど精度が要求されない場面や、コストを抑えたい場合などに使用できることが確認された。

## 7.2 今後の課題

マルチパス以外にも、将来的には妨害を意図して発信される干渉波などの影響を、CRPA 技術を用いて低減していくことが求められる。またこの技術は都市部を飛行するドローンや、自動運転車等の高い信頼性が求められる用途に使用されることも期待される。そのため、今後はアンテナの動きを慣性装置などで検知し、それと連動して常に目的の衛星へアンテナ受信パターンを向けることが出来るシステムの開発が必要となってくる。

## 参考文献

- [1] EUROCONTROL, “Voluntary ATM incident Reporting(EVAIR)Bulletin No 19,” 24 April 2018.
- [2] S. C. ., K. E. ., J. R. David S. De Lorenzo, Calibrating adaptive antenna arrays for high-integrity GPS, 2011 年 1 月 17 日.
- [3] N. A. Z.-A. L. Seed Daneshmand, “Precise Calibration of a GNSS Antenna Array for Adaptive Beamforming Applications,” 2014 年 6 月.
- [4] 内閣府, 宇宙基本計画, 平成 28 年 4 月 1 日.
- [5] 二宮光莉, “準天頂衛星の補強情報を利用した GNSS 搬送波位相整数値バイアス決定法による航空機の精密測位,” 首都大学東京修士論文, 2018 年 1 月 26 日.
- [6] P.Misra&P.Enge 測位航法学会訳, “精鋭 GPS:基本概念・測位原理・信号と受信機”.
- [7] 貝阿彌まい, 劣悪な電波環境における多周波 GNSS の有用性に関する研究, 首都大学東京修士論文, 平成 27 年.
- [8] 杉本末雄・柴崎亮介, GPS ハンドブック, 朝倉書店, 2010 年 9 月 25 日.
- [9] 菊間義信, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 2004 年 8 月 1 日.
- [10] 黒田 徹、菊間 義信、稲垣 直樹, “正三角アレーを用いた 2D-ESPRIT 到来方向推定と推定値ペアリング,” 電子情報通信学会論文誌,B,通信 J84-B 巻 P1505-1513, 2001 年 8 月 1 日.
- [11] D. A. E. B. Ung Suok Kim, "Simulation and validation of a GPS antenna array concept for JPALS applocation," 2014 年 8 月 30 日.

## 謝辞

本研究を進めるのにあたり多大なご指導をいただいた大阪府立大学教授、辻井利昭先生に深く感謝いたします。また本研究に対して多くのご助言、ご協力をいただいた宇宙航空研究開発機構 航空技術部門 次世代航空イノベーションハブの藤原健様、大澤壮志様に心より御礼申し上げます。また、M2 から研究室を移動した私を温かく迎えていただき、受け入れてくださった佐原宏典先生ならびに佐原研究室の皆様には大変お世話になりました。深く感謝いたします。本研究は JSPS 科研費 JP16K06550 の助成を受けたものです、感謝いたします。

## 付録

### 3 素子アンテナのハードウェアバイアス較正実験

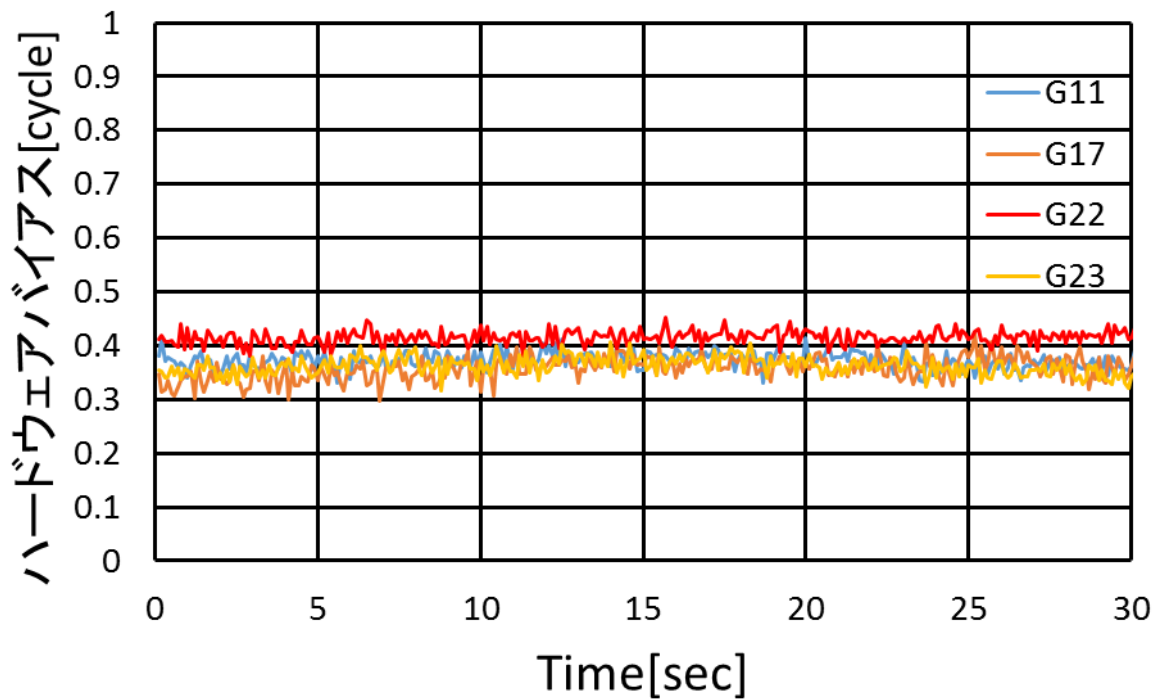


図 A.1 アンテナ素子 1 を基準としたアンテナ素子 2 のハードウェアバイアス

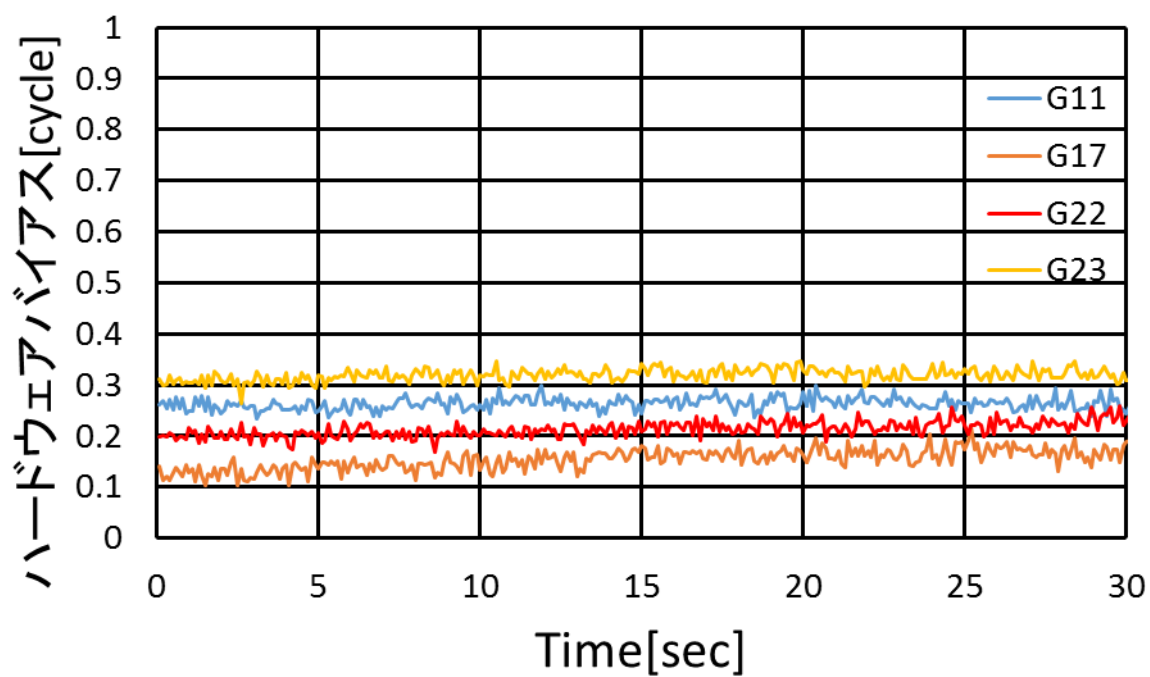


図 A.2 アンテナ素子 1 を基準としたアンテナ素子 3 のハードウェアバイアス

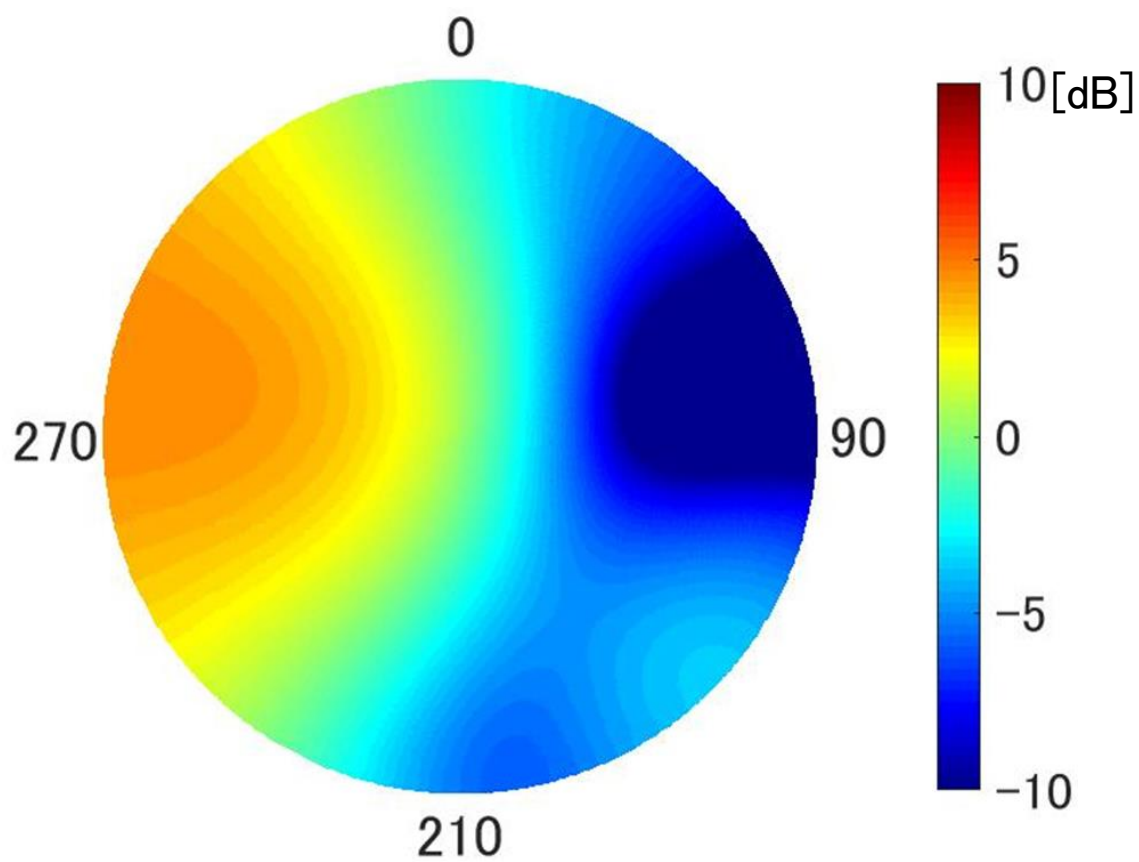


図 A.3 受信強度分布予想図(ハードウェアバイアス未較正)

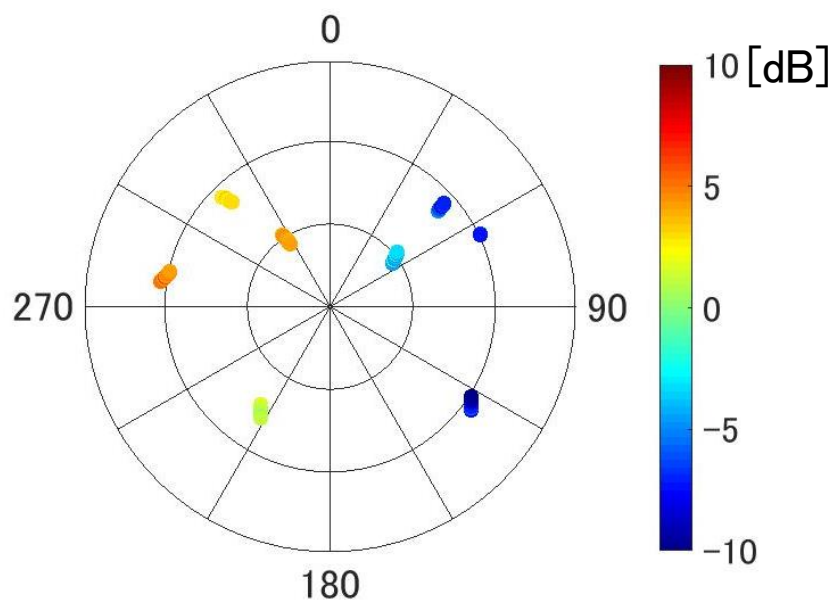


図 A.4 観測された実データ信号強度の変化(ハードウェアバイアス未較正)

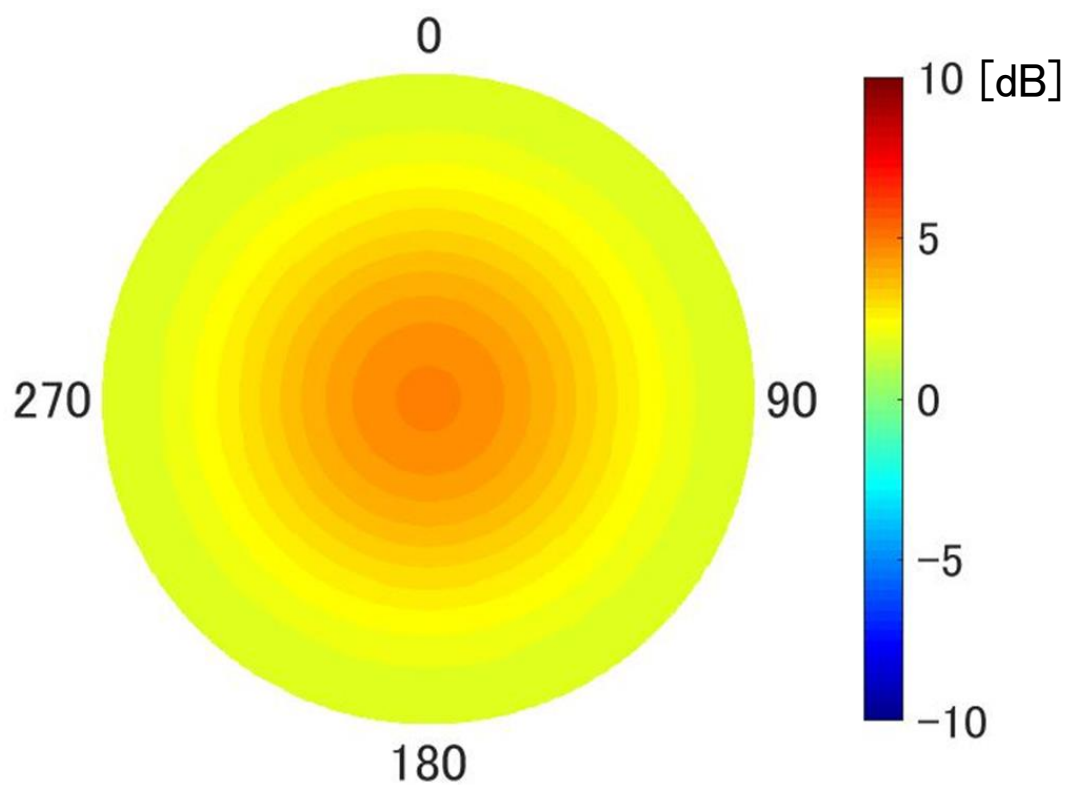


図 A.5 受信強度分布予想図(ハードウェアバイアス較正済)

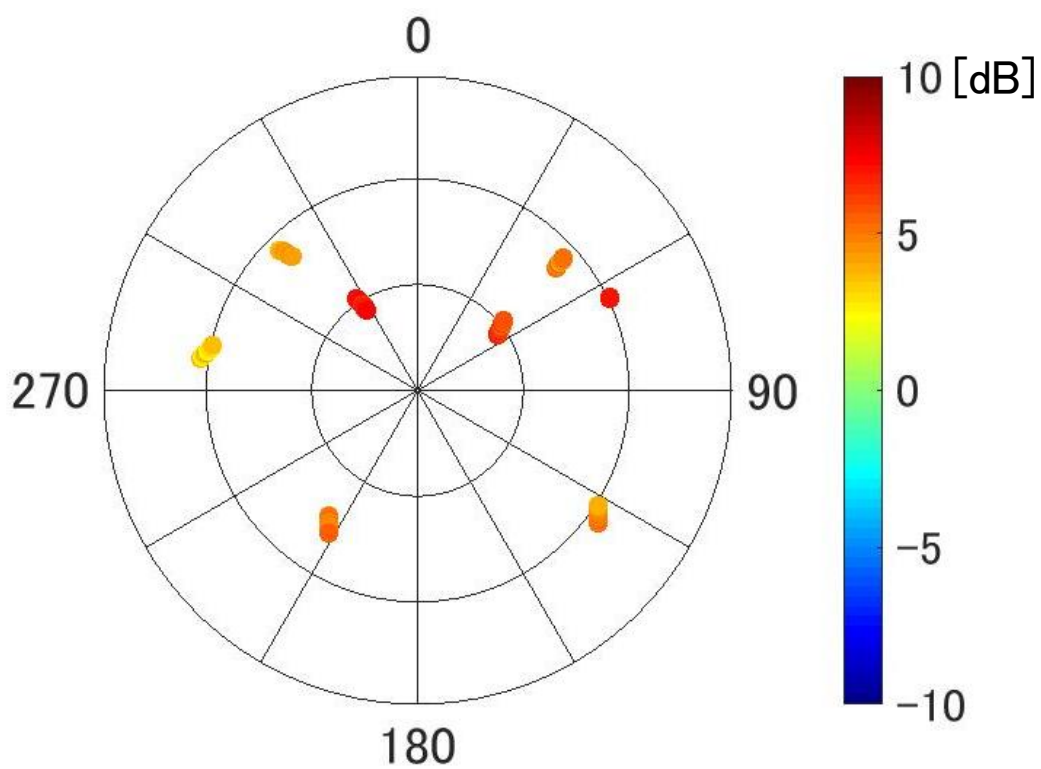


図 A.4 観測された実データ信号強度の変化(ハードウェアバイアス較正済)

ここでの受信強度予想図は単一アンテナで信号を受信した場合の受信強度からの増減を示している。図 A.3 から分かる通りハードウェアバイアスが未較正の場合、受信強度分布の偏りが予想される。そして、位相差を付けずに 3 つの信号を合成した場合の受信強度の値を示したものが図 A.4 である。図 A.3 の予想図のとおり、西側の衛星の受信強度が高く、東側の衛星の受信強度が低いという結果が得られた。次にバイアスを較正した後の図に注目する。バイアスの較正に成功した場合、図 A.5 のような受信強度分布となるはずである。バイアスを較正して信号を合成した場合の受信強度分布を示した図 A.6 では、バイアスを較正する前は受信強度が大きく落ち込んでいた東側に位置している衛星の受信強度が大きく改善しており、図 A.5 の受信強度分布に近づいていると考えられる。これにより、3 素子アレーアンテナは今回提案した手法でハードウェアバイアスが較正出来る事が確認できた。